

**FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO**



# **Controlo de Máquina Síncrona PM para Barramento CC**

**Paulo António Antunes Machado**

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

Orientador: Adriano da Silva Carvalho

27 de Janeiro de 2014



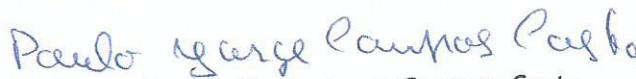
A Dissertação intitulada

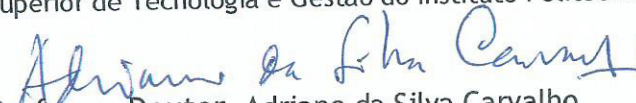
“Controlo de Máquina Síncrona PM para barramento CC”

foi aprovada em provas realizadas em 17-02-2014

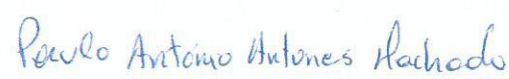
o júri

  
Presidente Professor Doutor António José de Pina Martins  
Professor Auxiliar do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores  
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

  
Professor Doutor Paulo Jorge Campos Costa  
Professor Adjunto do Departamento de Ciências Básicas e da Computação da Escola  
Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Viana do Castelo

  
Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho  
Professor Associado do Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de  
Computadores da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto

O autor declara que a presente dissertação (ou relatório de projeto) é da sua exclusiva autoria e foi escrita sem qualquer apoio externo não explicitamente autorizado. Os resultados, ideias, parágrafos, ou outros extratos tomados de ou inspirados em trabalhos de outros autores, e demais referências bibliográficas usadas, são corretamente citados.

  
Autor - Paulo António Antunes Machado

Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto





# Resumo

O objetivo da dissertação prende-se com o controlo de uma máquina síncrona de ímanes permanentes para ligação a um barramento de corrente contínua.

É apresentado de forma estruturada o estado da arte da tecnologia em termos de sistemas de produção de energia eólica e é feita uma análise crítica em relação às diferentes soluções para o problema apresentado.

O problema assenta na garantia de máxima extração de potência de uma turbina eólica de velocidade variável a cada instante. A sua solução assenta na construção de um sistema composto de diferentes partes independentes responsáveis pelo controlo da máquina. Estas são estudadas individualmente em termos de performance, custos e fiabilidade.

É feita a caracterização da máquina síncrona, são apresentados os métodos de controlo para máquinas síncronas, as estratégias de controlo, as topologias de conversão, os métodos de modulação e diferentes algoritmos para a maximização do ponto de extração de potência da turbina eólica.

Em cada subsistema é feita uma escolha da solução que melhor satisfaz as necessidades do projeto, devidamente justificada.

É feita a simulação integrada dos subsistemas estudados e são ainda discutidos aspetos relacionados com a implementação de um protótipo do sistema desenvolvido.



# Abstract

The scope of this dissertation is the control of the permanent magnet synchronous machines for the connection with a DC bus.

In this document, it is presented the state of the art on technology, related to wind production systems, in a structured way, including a critical analysis of different solutions related to this problem, available in the literature.

The problem itself is the maximization of the power extraction from the turbine and the solution is provided through a system composed of different individual parts that are studied in an individual way in terms of performance, costs and reliability.

A characterization of the permanent magnet synchronous generator is shown, control methods and control strategies are presented as well as the power converter topologies. Also, different modulation methods and power maximization algorithms are discussed in this dissertation.

Within each subsystem a choice is made regarding the solution that best fits the needs the needs of the project, always accompanied with a convenient explanation of the choice made.

Finally, the whole system is simulated in software and aspects related to practical implementation of the project are reported.



# Agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao meu professor e orientador Adriano da Silva Carvalho, pelos conselhos, pelo incentivo na busca de conhecimento, pelo conhecimento e acima de tudo pela sabedoria que transmite.

Gostaria ainda de agradecer sinceramente à minha família pelo incentivo, pela paciência e por todos os sacrifícios que fazem, por tornarem possível a entrega desta dissertação e a conclusão de um ciclo.

Aos companheiros que ao longo do curso me fizeram crescer, aos que ainda continuam a fazê-lo, aos que estão presentes e aos que estão ausentes, em especial ao amigos da residência Jayme Rios de Sousa e aos companheiros de uma vida da minha terra natal, Vieira do Minho.

Por último, e de uma forma mais especial, o meu grande obrigado à Ana Vaz, pelas memórias e os bons momentos, pelas experiências fantásticas, por ser a companheira de passeios e viagens inesquecíveis, por tudo o que me ensina, pelo amor, por ser assim. Obrigado!

Paulo Machado



*“We must use time wisely  
and forever realize that  
the time is always ripe to do right.”*

Nelson Mandela





# Conteúdo

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
1.1	Motivação . . . . .	1
1.2	Caracterização do problema . . . . .	2
1.3	Objetivos da Dissertação . . . . .	3
1.4	Estrutura da Dissertação . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Modelação da turbina eólica</b>	<b>5</b>
2.1	Caracterização da turbina . . . . .	5
2.1.1	Energia e Potência do Vento . . . . .	6
2.1.2	Conversão em Energia Cinética Rotacional . . . . .	8
2.1.3	Forças Aerodinâmicas . . . . .	9
2.1.4	Modos de operação . . . . .	12
2.1.5	Região II: Coeficiente de potência constante - Velocidade Constante e Velocidade Variável . . . . .	13
2.1.6	Região III: Potência Constante . . . . .	15
2.2	Conclusão . . . . .	18
<b>3</b>	<b>Máquina Síncrona PM</b>	<b>21</b>
3.1	Tipos de PMSM e aspetos funcionais . . . . .	22
3.2	Modelo da máquina PMSM . . . . .	24
3.3	Características da máquina síncrona . . . . .	31
3.4	Conclusão . . . . .	32
<b>4</b>	<b>Conversão e controlo</b>	<b>33</b>
4.1	Topologias de conversão para geradores eólicos . . . . .	34
4.1.1	Retificador a díodos e inversor a tirístores . . . . .	34
4.1.2	Retificador a díodos e inversor a transístores . . . . .	35
4.1.3	Retificador a díodos, conversor DC/DC e inversor a transístores . . . . .	36
4.1.4	Conversor VSC( <i>voltage source converter</i> ) em topologia back-to-back . . . . .	36
4.1.5	Escolha do conversor . . . . .	38
4.2	Voltage Source Rectifier - VSR . . . . .	39
4.2.1	Estratégias de controlo para retificadores . . . . .	40
4.2.2	Princípio de operação e modelo matemático do conversor . . . . .	40
4.3	Métodos de controlo de máquinas síncronas . . . . .	43
4.3.1	Modelo mecânico do sistema a controlar . . . . .	44
4.3.2	Controlo Escalar . . . . .	45
4.3.3	Field Oriented Control - FOC . . . . .	45
4.3.4	Direct Torque Control - DTC . . . . .	47

4.3.5	Conclusão . . . . .	48
4.4	Controladores PI . . . . .	48
4.5	Métodos de modulação . . . . .	50
4.5.1	Modulação por onda quadrada . . . . .	50
4.5.2	Modulação Sinusoidal . . . . .	51
4.5.3	Modulação SVM . . . . .	53
4.5.4	Sobremodulação e injeção do 3º harmónico . . . . .	55
4.5.5	Eliminação seletiva de harmónicos . . . . .	57
4.5.6	Conclusão . . . . .	58
4.6	Estratégias de controlo para máquinas síncronas . . . . .	58
4.6.1	<i>Maximum Torque-per-Ampere Control</i> . . . . .	58
4.6.2	<i>Flux Weakening Control - FWC</i> . . . . .	59
4.6.3	<i>Maximum Torque-Per-Voltage - MTPV</i> . . . . .	60
4.6.4	<i>Maximum Efficiency and Loss Minimization Control</i> . . . . .	61
4.6.5	<i>Controlo de corrente a 90 graus</i> . . . . .	61
4.6.6	<i>Controlo de fluxo a 90 graus</i> . . . . .	62
4.7	Estimação da posição do rotor . . . . .	63
4.8	Conclusão . . . . .	64
<b>5</b>	<b>'Tracking' do Máximo Ponto de Potência (MPPT)</b>	<b>67</b>
5.1	Tip speed ratio (TSR) control . . . . .	68
5.2	Optimal Torque Control (OTC) . . . . .	69
5.3	Power Signal Feedback Control (PSFC) . . . . .	71
5.4	Perturbation & Observation Control (P&O Control) . . . . .	72
5.5	Outros métodos de MPPT . . . . .	75
5.6	Comparação e simulação dos algoritmos MPPT . . . . .	76
5.7	Conclusão . . . . .	78
<b>6</b>	<b>Plataforma de Controlo e Hardware</b>	<b>79</b>
6.1	Soluções de Hardware para o controlo . . . . .	79
6.1.1	DSP . . . . .	79
6.1.2	FPGA . . . . .	80
6.1.3	Microcontrolador . . . . .	81
6.1.4	Plataforma de Hardware escolhida . . . . .	82
6.2	Turbina Eólica e máquina síncrona . . . . .	83
6.2.1	Máquina Síncrona Simulada . . . . .	83
6.3	Conclusão . . . . .	86
<b>7</b>	<b>Apresentação do sistema e Resultados</b>	<b>87</b>
7.1	Simulação do sistema . . . . .	87
7.1.1	Validação do modelo da turbina eólica . . . . .	87
7.1.2	Sistema de controlo da máquina síncrona . . . . .	88
7.1.3	Algoritmos de MPPT . . . . .	90
7.1.4	Implementação do sistema . . . . .	95
7.2	Conclusão . . . . .	95
<b>8</b>	<b>Conclusões</b>	<b>105</b>
8.1	Principais Conclusões da Dissertação . . . . .	105
8.2	Perspetivas de trabalho futuro . . . . .	107





# Lista de Figuras

1.1	Curvas de $C_p$ [7] . . . . .	4
2.1	Classificação dos vários tipos de turbinas eólicas [8] . . . . .	5
2.2	(a) Curva característica de $C_p$ em função de $\frac{V_{owind}}{V_{wind}}$ (b) Curvas de rendimento para diferentes modelos de turbinas em função do <i>tip speed ratio</i> , juntamente com a curva ideal de rendimento [9] . . . . .	7
2.3	(a) Curva característica de binário de uma turbina (b) Curvas característica de potência (igual à curva de binário vezes velocidade angular) [9] . . . . .	9
2.4	Representação das forças que atuam nas pás da turbina (D-força de arrasto; L-força de sustentação). [10] . . . . .	11
2.5	Representação das regiões de operação de uma turbina eólica. [10] . . . . .	12
2.6	Curva característica de funcionamento de uma turbina a velocidade constante. [10] . . . . .	14
2.7	Característica de uma turbina eólica com modo de operação em velocidade variável. [10] . . . . .	15
2.8	Variação do ângulo de ataque com a velocidade do vento. [10] . . . . .	16
2.9	Curva de potência de uma turbina com perda aerodinâmica. [10] . . . . .	16
2.10	Curvas de $C_p$ em função de $\lambda$ e $\beta$ [10] . . . . .	17
2.11	Curva característica de potência para uma turbina com regulação de <i>pitch</i> . [10] . . . . .	17
2.12	Curva de variação das forças aerodinâmicas em função o ângulo de ataque, $\alpha$ . [10] . . . . .	18
3.1	Máquinas síncronas de ímanes permanentes com (a) ímanes montados na superfície, (b) ímanes parcialmente inseridos e (c) ímanes totalmente inseridos. [15] . . . . .	23
3.2	Linhas de fluxo em a) máquina SPM e b) máquina IPM. [15] . . . . .	24
3.3	PMSM com referencias abc e dq representados. [17] . . . . .	25
3.4	Diagrama vetorial da máquina síncrona de ímanes permanentes no referencial estacionário $d - q$ . [14] . . . . .	28
3.5	Circuito equivalente da máquina no eixo q e d respectivamente (sem resistência de perdas no ferro). [17] . . . . .	29
3.6	Circuito equivalente da máquina no eixo q e d respectivamente (com resistência de perdas no ferro). [15] . . . . .	30
3.7	Característica de binário da máquina síncrona juntamente com a sua característica de potência. . . . .	32
4.1	Topologia com retificador não controlado a díodos e inversor a tirístores para ligação à rede. [18] . . . . .	34
4.2	Topologia com retificador não controlado a díodos e inversor a transístores para ligação à rede. [18] . . . . .	35
4.3	Topologia com retificador não controlado a díodos, conversor DC/DC e inversor a transístores para ligação à rede. [18] . . . . .	36

4.4	Topologia com dois conversores VSC ligados em topologia Back-to-back. [18]	37
4.5	Conversor AC/AC com duas pontes H ligadas em topologia Back-to-back. [18]	38
4.6	Esquema de conversão AC/DC <i>voltage source rectifier</i> (VSR) [14]	39
4.7	Esquema elétrico de uma fase do VSR). [14]	41
4.8	Diagrama vetorial das tensões e correntes no VSR). [14]	42
4.9	Diagrama de blocos do conversor no sistema de coordenadas $d-q$ . [14]	43
4.10	Diagrama de blocos da implementação do R-FOC com controlo de corrente. [14]	47
4.11	Diagrama de blocos da implementação de um método DTC. [14]	47
4.12	Formas de onda resultantes da modulação por onda quadrada. [14]	51
4.13	Formas de onda resultantes da modulação sinusoidal. [14]	52
4.14	Representação no plano dos vetores espaciais possíveis no inversor. [14]	54
4.15	Representação da sequência de comutação para um setor ímpar, (a), e um setor par, (b). [14]	55
4.16	Formas de onda da sobre-modulação por injeção do terceiro harmónico. [14]	56
4.17	Formas de onda da sobre-modulação por eliminação seletiva de harmónicos. [14]	57
4.18	Corrente e fluxo, para um binário e velocidade constante, em função do ângulo de corrente, $\alpha_i^e$ [14]	59
4.19	Curvas do vetor de corrente para o controlo MTPV. [14]	60
4.20	Perdas e rendimento, para um binário e velocidade constante, em função do ângulo de corrente, $\alpha_i^e$ . [14]	61
5.1	Classificação dos métodos de MPPT.	68
5.2	Diagrama de blocos do controlo do <i>tip speed ratio control</i> . [21]	68
5.3	Curvas de binário da turbina para diferentes velocidades do vento juntamente com a curva de binário ótimo. [21]	70
5.4	Diagrama de blocos do <i>optimal torque control</i> . [21]	70
5.5	Diagrama de blocos do <i>power signal feedback control</i> . [21]	71
5.6	Gráfico ilustrativo da convergência do método P&O com perturbação da velocidade de rotação e observação da potência mecânica. [21]	73
5.7	Esquema do algoritmo de MPPT para o método de P&O com perturbação da velocidade de rotação, $\omega$ , e observação da potência	74
5.8	(a) P&O com um passo de perturbação demasiado grande (b) Resposta do P&O com variação do vento. [21]	75
6.1	Arquitetura do microcontrolador XMC4500 Relax Lite Kit. [25]	82
6.2	Característica de potência em função da velocidade do vento do aerogerador enair 30. [27]	83
6.3	Módulo de IGBT FS35R12W1T4 da infineon. [29]	85
6.4	Drives semikron SKHI 22B R. [30]	85
7.1	Representação do bloco da turbina do PSIM	88
7.2	Representação da curva característica da turbina para diferentes velocidades do vento (azul:vento = 15 m/s; verde:vento = 20 m/s; roxo:vento = 25 m/s) e ângulo de ataque constante a $0^\circ$	89
7.3	Representação da curva característica da turbina para diferentes ângulos de ataque (vermelho: ângulo = $0^\circ$ ; azul: ângulo = $5^\circ$ ; verde: ângulo = $10^\circ$ ) e velocidade do vento constante igual a 15 m/s	90
7.4	Visão geral de todo o sistema de controlo simulado no PSIM	97

7.5	Resposta do sistema a diferentes referências de velocidade (cima) e respetivo binário desenvolvido pela máquina (baixo). . . . .	98
7.6	Conteúdo harmónico da corrente à velocidade constante de rotação de 100 rpm. .	98
7.7	Perfil de vento aplicado à turbina eólica. . . . .	99
7.8	Diagrama de blocos do <i>tip speed ratio control</i> implementado em PSIM. . . . .	99
7.9	Resultados do <i>tip speed ratio control</i> no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Potência extraída em (W); (c) Valor do coeficiente de extração de potência, $C_p$ . . . . .	99
7.10	Resultados do <i>tip speed ratio control</i> no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Correntes da máquina no referencial $d - q$ ; (c) Correntes da máquina no referencial estacionário $abc$ . . . . .	100
7.11	Diagrama de blocos do <i>optimal torque control</i> implementado em PSIM. . . . .	100
7.12	Resultados do <i>optimal torque control</i> no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Potência extraída em (W); (c) Valor do coeficiente de extração de potência, $C_p$ . . . . .	101
7.13	Resultados do <i>tip speed ratio control</i> no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Correntes da máquina no referencial $d - q$ ; (c) Correntes da máquina no referencial estacionário $abc$ . . . . .	101
7.14	Diagrama de blocos do <i>P&amp;O control</i> implementado em PSIM. . . . .	102
7.15	Resultados do <i>P&amp;O control</i> no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Potência extraída em (W); (c) Valor do coeficiente de extração de potência, $C_p$ . . . . .	102
7.16	Resultados do <i>P&amp;O control</i> no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Correntes da máquina no referencial $d - q$ ; (c) Correntes da máquina no referencial estacionário $abc$ . . . . .	103
7.17	Imagem do inversor construído. . . . .	103
7.18	Imagem do dos drives Concept 2SP0115T2A0-17 montados num módulo IGBT de 17mm. . . . .	104
7.19	Imagem do <i>setup</i> utilizado para a realização de testes com o microcontrolador Infineon Relax Lite Kit. . . . .	104
7.20	Resultados da variação do <i>duty-cycle</i> de uma onda PWM com a variação do valor na entrada de um ADC. . . . .	104





# Lista de Tabelas

1.1	Parâmetros da expressão do coeficiente de extração de potência, $C_p$ . . . . .	3
2.1	Valores de $C_D$ para diferentes formas de superfícies. [10] . . . . .	10
4.1	Influencia dos parâmetros do PI na resposta do sistema. [16] . . . . .	49
4.2	Parâmetros segundo o método Ziegler-Nichols. [16] . . . . .	50
6.1	Parâmetros da máquina EMRAX 228. [28] . . . . .	84
7.1	Tabela com o resumo dos parâmetros da turbina. [27] . . . . .	88
7.2	Parâmetros dos controladores PI do sistema . . . . .	89
7.3	Tabela com das constantes utilizadas na aplicação do método MPPT P&O. . . . .	95



# Abreviaturas e Símbolos

$\beta$	Ângulo de <i>pitch</i>
$\alpha$	ângulo de ataque
$\omega$	velocidade angular
$C_L$	Coeficiente de sustentação
$C_D$	Coeficiente de arrasto
$C_{P_{real}}$	Coeficiente de extração de potência real
$C_{P_{max}}$	Coeficiente de extração de potência máximo
$E_{c_{wind}}$	Energia cinética do vento
$V_{wind}$	Velocidade do vento
$P_{wind}$	Potência contida no vento
$\rho$	Densidade do ar
$\rho_0$	Densidade de referência medida ao nível médio da água do mar
$H_m$	Altitude
$A$	Área de varrimento das pás do rotor
$D$	Força de arrasto
$L$	Força de sustentação
$P_{o_{wind}}$	Potência de extraída do vento
$v_{o_{wind}}$	Velocidade do vento depois de passar pela turbina
$C_p$	Coeficiente de extração de potência
$R$	Raio da turbina eólica
$p$	Pressão
$Temp$	Temperatura
$R_g$	Constante específica do gás (ar)
$P$	Potência
$T$	Binário
$P_m$	Potência mecânica
$T_m$	Binário mecânico
$T_{o_{wind}}$	Binário extraído de uma massa de ar
$v_r$	Velocidade relativa do vento que atua sobre as pás da turbina
$u$	Velocidade tangencial máxima das pás da turbina
$\lambda$	<i>tip speed ratio</i>
$C_t$	Coeficiente de binário, análogo a $C_p$
$m$	Massa de ar
$\omega_e$	Velocidade elétrica
$\omega_m$	Velocidade mecânica
$P$	Numero de pares de polos
$L_d$	Indutância no eixo direto
$L_q$	Indutância no eixo em quadratura
$\xi$	Anisotropia (" <i>saliency ratio</i> ") = $\frac{L_d}{L_q}$

$R_s$	Resistência dos enrolamentos do estator
$V_a$	Tensão nos enrolamentos da fase a
$V_b$	Tensão nos enrolamentos da fase b
$V_c$	Tensão nos enrolamentos da fase c
$\lambda_a$	Fluxo nos enrolamentos da fase a
$\lambda_b$	Fluxo nos enrolamentos da fase b
$\lambda_c$	Fluxo nos enrolamentos da fase c
$I_a$	Corrente nos enrolamentos da fase a
$I_b$	Corrente nos enrolamentos da fase b
$I_c$	Corrente nos enrolamentos da fase c
$\lambda_d$	Fluxo no eixo direto
$\lambda_q$	Fluxo no eixo em quadratura
$\lambda_m$	Fluxo dos ímanes permanentes
$i_d$	Corrente no eixo direto
$i_q$	Corrente no eixo em quadratura
$v_d$	Tensão no eixo direto
$v_q$	Tensão no eixo em quadratura
$P_i$	Potência de entrada na máquina
$P_o$	Potência de saída da máquina
$I_s$	Vetor de corrente no estator
$V_s$	Vetor de tensão no estator
$U_{dc}$	Tensão dc
$U_{ab}$	Tensão composta a-b
$U_{bc}$	Tensão composta b-c
$U_{ca}$	Tensão composta c-a
$U_a$	Tensão do inversor na fase a
$U_b$	Tensão do inversor na fase b
$U_c$	Tensão do inversor na fase c
$S_x$	Estado de comutação do semiconductor
$T_e$	Binário elétrico
$T_l$	Binário mecânico
$J$	Inércia
$k$	Coeficiente de atrito
$k_p$	Ganho proporcional
$k_i$	Ganho integrativo
$k_d$	Ganho derivativo
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
SEE	Sistema Elétrico de Energia
SRC	Specific Rated Capacity
IPM	Inserted permanent magnets
SPM	Surface mounted permanent magnets
SHE	Selective Harmonic Elimination
P	Proporcional
PI	Proporcional Integrativo
PID	Proporcional Integrativo Derivativo

# Capítulo 1

## Introdução

Seguindo a tendência atual de investigação de novas formas de produção de energia e reinvenção de outras não tão novas, surge a oportunidade de realização de uma dissertação na área de produção de energia com recurso a energias não poluentes e reaproveitamento de energia como no caso da travagem regenerativa em veículos híbridos.

### 1.1 Motivação

Atualmente existem no mundo enumeras teorias que defendem o desenvolvimento de energias renováveis como solução para problemas de poluição e esgotamento de recursos, que utilizam para a produção de energias elétrica fontes inesgotáveis de energia como o sol ou o vento. Na área das energias renováveis, são inúmeros os estudos nas suas diversas vertentes, de modo a tentar procurar um caminho rentável e capaz de substituir as fontes de energia que consomem os recursos naturais do planeta. Nesta área, a energia eólica tem um grande destaque sendo a energia que muitos defendem ser a energia mais produtiva no setor das renováveis, dada a sua abundância, sendo assim merecedora de um maior investimento. Inúmeros estudos foram já feitos no que toca às turbinas, responsáveis pela produção de energia eólica. Atualmente, existem diversos modelos de turbinas eólicas, diversos controladores e motores capazes de integrar um sistema de produção de energia eólica. Também na área dos veículos automóveis se verifica uma crescente preocupação com a eficiência energética, com novas tecnologias em desenvolvimento e implementadas em automóveis série e veículos híbridos de forma a minimizar ao máximo o consumo de energia e o desgaste do carro. Um exemplo é a implementação da travagem regenerativa com reconversão da energia cinética armazenada no veículo em situações de travagem ou desaceleração.

Por outro lado, também uma descentralização da produção de energia na rede elétrica é uma motivação para este trabalho. Com um sistema de energia distribuído, a tolerância a falhas é maior e surge a possibilidade do consumidor individual ser também um produtor.

Com o desenvolvimento da tecnologia nesta área, pequenas unidades de produção podem ser ligadas diretamente à rede de baixa tensão, dando origem ao conceito de micro-produção.

Ser micro-produtor traz vantagens para o SEE (Sistema Elétrico de Energia) e para o consumidor. Do lado do sistema elétrico de energia, há um adiamento do investimento ao nível das redes de transporte, redução das perdas nas linhas de distribuição e redução da dependência energética externa tanto a nível de importação de combustíveis fósseis como de energia elétrica.

Do lado do micro-produtor, existe a vantagem que advém da possibilidade de venda de energia diretamente à companhia de eletricidade resultando num rendimento direto.

## 1.2 Caracterização do problema

Turbinas eólicas convertem a energia cinética linear contida no vento em energia cinética rotacional com produção de binário. Utilizando as referências [1, 2, 3, 4, 5, 6] é possível estabelecer o modelo para uma turbina eólica. Como a energia proveniente do vento é cinética, o seu valor depende da densidade do ar e da velocidade do vento. A potência produzida pela turbina é dada assim pela equação 1.1, onde  $\rho$  é a densidade do ar em  $\frac{Kg}{m^3}$ ,  $A$  é a área das pás da turbina em  $m^2$ ,  $C_p$  é o coeficiente de extração de potência em função de  $\lambda$  e  $\beta$ , definidos como *tip speed ratio* e *ângulo de pitch* respetivamente e  $V_{wind}$  é a velocidade do vento em  $\frac{m}{s}$ .

O coeficiente de extração potência é, como dito, função de  $\lambda$  e de  $\beta$  (ângulo das pás da turbina). Por sua vez, o *tip speed ratio*,  $\lambda$ , define uma relação entre a velocidade da ponta da pá e a velocidade do vento e encontra-se expresso na equação 1.2, onde  $R$  é o raio da pá,  $\omega$  é a velocidade angular de rotação e  $V_{wind}$  é a velocidade do vento.

O fator  $C_p$  é característico de cada turbina e pode ser aproximado por diversas expressões com diferentes coeficientes. De modo a utilizar o bloco nativo de uma turbina eólica no software de simulação PSIM, optou-se pela utilização da expressão de  $C_p$  embebida nesse bloco, disponível no manual de utilizador do software, e transcrita na equação 1.3. O valor dos coeficientes desta expressão são apresentados na tabela 1.1. A expressão de  $\lambda'$  é apresentada em 1.4. [7]

Na figura 1.1 encontra-se ilustrada a curva típica de  $C_p$  em função de  $\lambda$  para alguns ângulos de *pitch*,  $\beta$ , onde se pode ver que  $C_p$  máximo da turbina ocorre, aproximadamente, para  $\lambda = 8, 18$ , que corresponde a um valor de  $C_p$  de 0,49, para  $\beta = 0^\circ$ .

$$P = \frac{1}{2} \rho A V_{wind}^3 C_p(\lambda, \beta) \quad (1.1)$$

$$\lambda = \frac{\omega R}{V_{wind}} \quad (1.2)$$

$$C_p = c_1 \cdot (c_2 - c_3 \beta - c_4 \beta^x - c_5) \cdot \varepsilon^{-c_6} + c_7 \quad (1.3)$$

$$\lambda' = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (1.4)$$

Conclui-se então que é possível obter a máxima extração de potência de um turbina eólica para um determinado valor de  $\lambda$ . Turbinas de velocidade variável podem ser desenhadas e construídas,

Tabela 1.1: Parâmetros da expressão do coeficiente de extração de potência,  $C_p$ .

Coeficiente	Valor
c1	0,5
c2	$116 \times \lambda'$
c3	0,4
c4	0
c5	5
c6	$21 \times \lambda'$
c7	$0,01 \times \lambda$

de modo a capturar esta energia máxima do vento, pela alteração da sua velocidade de rotação para a velocidade ótima que maximiza o coeficiente de extração de potência.

Em capítulo próprio serão discutidas formas de garantir a máxima extração de potência, apresentando e simulando estratégias e algoritmos para esse efeito.

O grande objetivo da dissertação consiste exatamente no controlo de uma máquina síncrona de ímanes permanentes de modo a extrair o máximo de energia possível do vento e sua conversão para um barramento de corrente contínua, controlado, seja para o carregamento de baterias, seja para a distribuição em corrente contínua ou como estágio intermédio para ligação à rede elétrica.

Os passos para atingir o objetivo passam pela modelação do sistema e desenvolvimento de algoritmos de controlo. Simulação do sistema proposto e implementação do sistema em hardware.

### 1.3 Objetivos da Dissertação

O objetivo fulcral desta dissertação é, como o título indica, o desenvolvimento de um sistema de controlo para ligar uma máquina síncrona de ímanes permanentes a um barramento de corrente contínua, com aplicação em sistemas de produção de energia híbridos (solar+eólica), em que o barramento CC acumula a energia proveniente de ambas as fontes. O sistema tem ainda aplicação na hibridização de veículos automóveis.

A decomposição deste objetivo em tarefas menores traduz-se no estudo das turbinas eólicas e suas características de funcionamento, estudo da própria máquina síncrona de ímanes permanentes, de métodos de controlo de máquinas síncronas, incluindo a envolvente de métodos de modulação e estratégias de controlo, o estudo de topologias de conversão para aplicação a este tipos de sistemas e por fim o estudo de métodos de controlo de alto nível para a manutenção do máximo ponto de extração de potência da turbina eólica.

Resultante do estudo do estado da arte surge a escolha de um conjunto de soluções para cada subsistema apresentado, culminando na simulação integrada dos subsistemas através de um software de simulação.

Por fim e como objetivo final surge a escolha de componentes eletrónicos disponíveis no mercado para a implementação do sistema, a sua implementação efetiva e teste em laboratório.

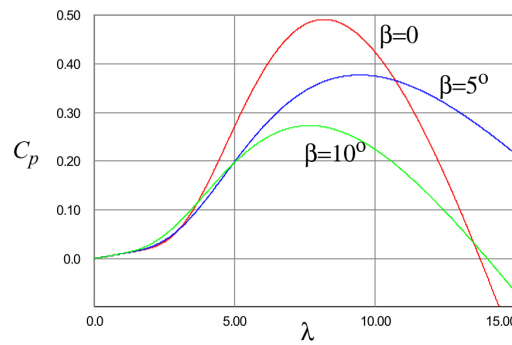


Figura 1.1: Curvas de CP [7]

## 1.4 Estrutura da Dissertação

Um aspeto importante na organização desta dissertação é a de facto da revisão bibliográfica estar integrada em capítulos juntamente com informação relacionada.

Por exemplo, no capítulo 4 agrega-se informação relativa ao controlo, modulação e conversão num único capítulo. Este modo de organização facilita a consulta da dissertação: numa perspectiva de consulta de informação relativa ao controlo do sistema, o leitor encontra no mesmo local informação relativa ao estado da arte, discussão entre vantagens e desvantagens dos métodos de controlo, métodos de modulação para comando do conversor, esquemas de conversão e estratégias de controlo.

A estrutura desta dissertação encontra-se dividida em oito capítulos.

O primeiro apresenta a motivação, caracterização do problema e objetivos da dissertação.

O segundo capítulo expõe o modelo da turbina eólica, caracterizando a extração de energia do vento, forças aerodinâmicas presentes e as regiões de operação da turbina eólica, com referência a sistemas de velocidade fixa e velocidade variável.

O terceiro capítulo é relativo à máquina síncrona de ímanes permanentes. Apresenta os tipos de máquinas síncronas de ímanes permanentes, o modelo da máquina síncrona e as suas principais características.

O capítulo 4 foi já mencionado e reúne todas as informações relativas à cadeia de controlo e conversão associada à máquina síncrona.

No capítulo cinco faz-se uma referência aos métodos de MPPT estudados juntamente com as suas vantagens e desvantagens e uma avaliação crítica entre todos eles.

O capítulo seis apresenta uma visão global das plataformas de hardware capazes de levar a cabo os algoritmos de controlo desenvolvidos, bem como os componentes escolhidos para a implementação do projeto.

No capítulo sete é apresentado o sistema desenvolvido e apresentados os resultados de todo o trabalho a nível de simulação e implementação prática.

Finalmente no capítulo 8 apresentam-se as principais conclusões do trabalho com ênfase para os aspetos mais importantes e perspectivas de desenvolvimento futuro do trabalho.



## Capítulo 2

# Modelação da turbina eólica

O modelo do sistema é subdividido em duas partes. Uma parte a que incorpora toda a dinâmica do vento e as características de extração da sua energia pela turbina, e uma segunda parte que engloba a parte elétrica da máquina. Neste capítulo serão apresentados os pontos críticos relativos à modelação da turbina eólica.

### 2.1 Caracterização da turbina

A conversão da energia cinética linear do vento em energia cinética rotacional processa-se através de uma série de pás ligadas ao rotor do gerador que por sua vez será convertida em energia elétrica. É por isso importante caracterizar a força motriz do vento de forma a compreender melhor o sistema.

Por construção, as turbinas eólicas podem ser de vários tipos, classificadas tipicamente consoante a posição do seu veio relativamente à direção do vento e à forma como é feito o controlo das forças aerodinâmicas a atuar nas pás das turbinas (ativo ou passivo). Na figura 2.1 apresenta-se uma classificação das turbinas eólicas. [8]

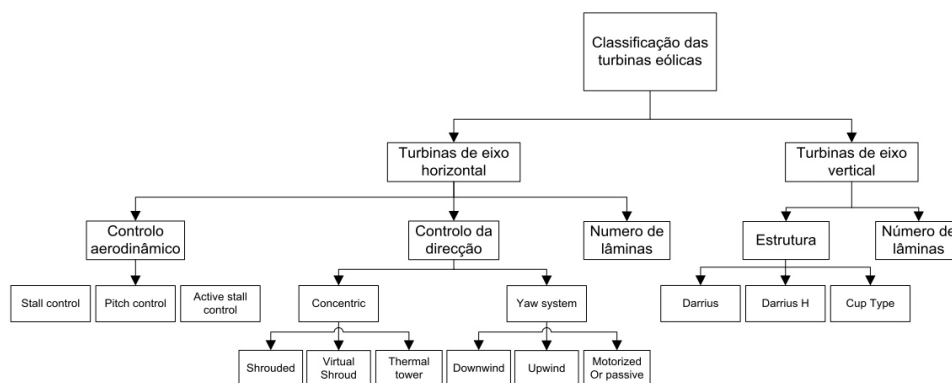


Figura 2.1: Classificação dos vários tipos de turbinas eólicas [8]

Porque a turbina onde o sistema será implementado é do tipo horizontal, possui controlo aerodinâmico "*stall*" e controlo *yaw* passivo com direção *upwind*, apenas este tipo de turbinas serão consideradas a partir deste ponto do estudo, apesar de algumas considerações serem feitas noutros sentidos.

### 2.1.1 Energia e Potência do Vento

A energia do vento é cinética e por isso a expressão que quantifica essa energia é da seguinte forma:

$$E_{cwind} = \frac{1}{2} m v_{wind}^2 \quad (J) \quad (2.1)$$

Considerando então que a potência produzida pelo vento é a energia por intervalo de tempo (eq 2.2), vem que a potência é proporcional à massa de ar que atravessa uma determinada área por segundo como se pode ver pela equação 2.3.

$$P_{wind} = \frac{1}{2} \frac{m}{s} v_{wind}^2 \quad (W). \quad (2.2)$$

Tendo em conta a densidade do ar,  $\rho$  ( $kg/m^3$ ), a área de varrimento das pás do rotor,  $A$  ( $m^2$ ), e a velocidade,  $V_{wind}$  ( $m/s$ ), pode reescrever-se a equação 2.2 da seguinte forma.

$$P_{wind} = \frac{1}{2} (\rho A v_{wind}) v_{wind}^2 = \frac{1}{2} \rho A v_{wind}^3 \quad (W) \quad (2.3)$$

A equação 2.3 representa a potência total transportada pelo vento com uma densidade específica cruzando uma determinada área e animado de uma velocidade,  $V_{wind}$ . No entanto esta não é a potência total convertida para o veio da máquina uma vez que o vento a jusante da turbina possui ainda movimento e por conseguinte, energia e potência, ainda que menor. Dito de outra forma, apenas uma porção dessa potência pode ser extraída. De fato, a potência extraída do vento pelas pás da turbina pode ser expressa pela diferença entre a velocidade do vento a montante e a jusante da própria turbina, ou seja usando a equação 2.2, deriva-se a equação 2.4.

$$P_{owind} = \frac{1}{2} \frac{m}{s} (v_{wind}^2 - v_{o\ wind}^2) \quad (W) \quad (2.4)$$

Redefinindo o parâmetro  $\frac{m}{s}$  ("*mass flow rate*") em 2.4 tal como se fez em 2.3 mas tendo em conta a velocidade média do vento a montante,  $v_{wind}$ , e a jusante,  $v_{o\ wind}$ , resulta a expressão:

$$\frac{m}{s} = \rho A \frac{v_{wind} + v_{o\ wind}}{2} \quad (2.5)$$

que substituindo em 2.4 resulta em

$$P_{owind} = \rho A v_{wind}^3 \frac{(1 + \frac{v_{o\ wind}}{v_{wind}}) \left[ 1 - (\frac{v_{o\ wind}}{v_{wind}})^2 \right]}{2} \quad (W) \quad (2.6)$$

ou,

$$P_{owind} = \rho A v_{wind}^3 C_p \quad (W) \quad (2.7)$$

onde

$$C_p = \frac{\left(1 + \frac{v_{o\ wind}}{v_{wind}}\right) \left[1 - \left(\frac{v_{o\ wind}}{v_{wind}}\right)^2\right]}{2} \quad (2.8)$$

é denominado de coeficiente de extração de potência e representa a fração da potência total contida no vento a montante da turbina que realmente é extraída pelas pás da turbina.

Da expressão 2.8 verifica-se a dependência deste coeficiente com a relação  $\frac{v_{o\ wind}}{v_{wind}}$ .<sup>1</sup> De facto para uma determinada velocidade do vento,  $v_{wind}$ , verifica-se que a curva de  $C_p$  em função de dessa relação tem a forma de uma parábola com um máximo único para  $\frac{v_{o\ wind}}{v_{wind}} = \frac{1}{3}$  tomando o valor aproximado de 0.59, também conhecido como limite de Betz. Esta curva pode ser vista na figura 2.2(a), onde é esboçado o gráfico de  $C_p$  (identificado como "Rotor Efficiency" em função de  $\frac{v_{o\ wind}}{v_{wind}}$ .

Este valor representa a máxima potência que, em teoria, pode ser extraída do vento, independente do design da turbina. No entanto, a realidade não é assim e este coeficiente fica abaixo dos 0.5, mesmo para as turbinas de maior rendimento. Pode ver-se isto de forma mais evidente atentando a figura 2.2(b) onde é esboçada novamente a curva característica de  $C_p$  para vários tipos de turbina e também a característica ideal.

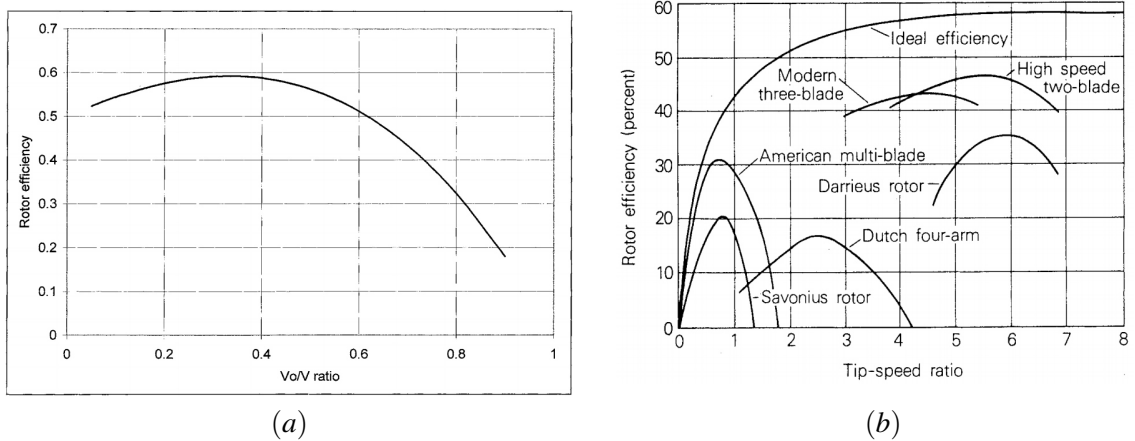


Figura 2.2: (a) Curva característica de  $C_p$  em função de  $\frac{v_{owind}}{v_{wind}}$  (b) Curvas de rendimento para diferentes modelos de turbinas em função do *tip speed ratio*, juntamente com a curva ideal de rendimento [9]

A área,  $A$ , na equação 2.7 é dada para turbinas com montagem horizontal pela expressão  $A = \pi R^2$  que representa não mais do que a área circular de varrimento das pás do rotor com  $R$  igual

<sup>1</sup>Existe também uma dependência de  $C_p$  com um outro fator denominado de "tip-speed-ratio" como é explicado secção 2.1.3

ao comprimento das pás da turbina. No caso de turbinas com montagem vertical o cálculo da área de varrimento pode ser mais complexo não representado muitas vezes pela área um círculo. Nesses casos teria de ser analisado o perfil de varrimento da turbina e calcular essa área em conformidade.

Há ainda uma dependência da potência extraída com a densidade do ar que por sua vez varia com a expressão 2.9 onde  $R_g$  representa uma constante específica do gás, neste caso o ar,  $p$  representa a pressão e  $Temp$  representa a temperatura.

$$\rho = \frac{p}{R_g Temp} \quad (Kg.m^{-3}) \quad (2.9)$$

Verifica-se uma dependência da densidade do ar com a temperatura e com a pressão atmosférica, no entanto esta variação tem uma relação direta com a altitude. Então é possível reescrever a expressão 2.9 em função de uma densidade de referência calculada ao nível médio da água do mar com uma pressão de uma atmosfera e temperatura de 15°C obtendo o valor de  $1.225 Kg.m^{-3}$ . Então reescrevendo a equação 2.9 em função deste valor resulta a expressão 2.10.

$$\rho = \rho_0 \cdot e^{-\frac{0.297 H_m}{3048}} \quad (Kg.m^{-3}) \quad (2.10)$$

O fator  $e^{-\frac{0.297 H_m}{3048}}$  na equação 2.10 faz a correção da densidade do ar e para a altitude desejada,  $H_m$ , estabelecendo indiretamente uma relação de variação da densidade com a variação combinada da temperatura e pressão em função da altitude. É uma expressão válida para altitudes até 6 Km acima do nível médio da água do mar.

### 2.1.2 Conversão em Energia Cinética Rotacional

A conversão da energia cinética contida no vento para energia cinética rotacional é feita por meio de uma turbina, que pode tomar diferentes tamanhos e formas consoante função que deve desempenhar (produção de energia elétrica, bomba de água ou outras) e o modo de funcionamento a que estará sujeita.

Um fator usado na comparação de turbinas é o SRC (*Specific Rated Capacity*) que estabelece uma relação entre a potência do gerador usado e a área de varrimento das pás do rotor pela expressão 2.11.

$$SRC = \frac{Potencia\ do\ Gerador}{Area\ de\ varrimento\ das\ pas} \quad (W.m^{-2}) \quad (2.11)$$

Este relaciona a turbina com o gerador que deve ser utilizado e torna-se importante na medida em que a característica de potência da turbina (diretamente proporcional ao cubo da velocidade do vento) deve ser semelhante à característica de potência do gerador selecionado.

Na prática, não existe um gerador que tenha exatamente a mesma característica de potência que a turbina, e assim sendo é necessário encontrar a relação ótima que aproxime da melhor forma estas curvas características. A escolha de uma velocidade nominal baixa resulta numa falta de aproveitamento do vento a altas velocidades e, por outro lado, selecionando uma velocidade nominal demasiado elevada pode resultar numa eficiência deficiente a velocidades do vento menores.

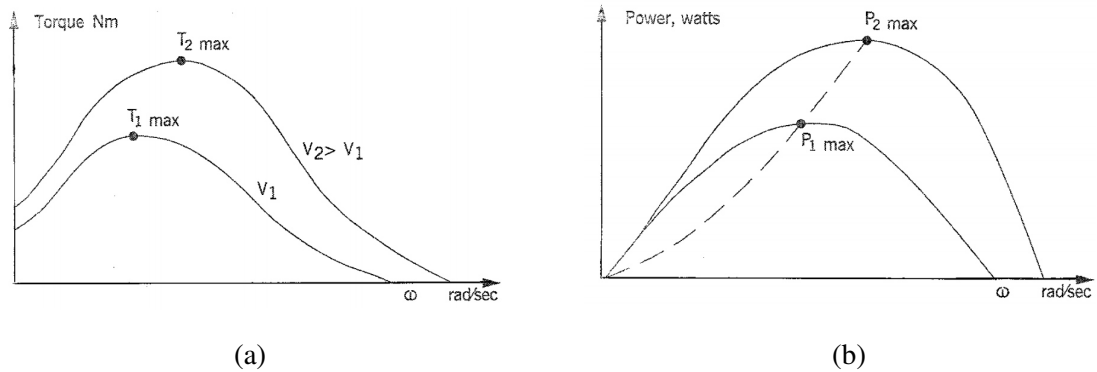


Figura 2.3: (a) Curva característica de binário de uma turbina (b) Curvas característica de potência (igual à curva de binário vezes velocidade angular) [9]

Na figura 2.3 pode ver-se em (a) a curva característica do binário de uma turbina para duas velocidades,  $V_1$  e  $V_2 > V_1$  e em (b) a respetiva curva de potência resultante da aplicação da expressão  $P = T \cdot \omega$ . Em conformidade com esta formula verifica-se que a potência gerada é nula para velocidade zero e volta a anular-se a uma velocidade mais elevada quando o binário se anula também. O máximo da curva de potência ocorre para um valor de velocidade do vento compreendido entre estes dois valores. De notar que a velocidade do vento a que ocorre a máxima potência não é a mesma a que ocorre o binário máximo.

### 2.1.3 Forças Aerodinâmicas

A extração de potência do vento está dependente das forças que atuam na turbina eólica, chamadas de forças aerodinâmicas, que proporcionam a tração necessária ao desenvolvimento de potência na turbina.

São duas as forças envolvidas no processo: a força de arrasto e a força de sustentação.

De seguida são apresentadas estas forças em maior pormenor explicando a sua origem e direção de aplicação.

#### 2.1.3.1 Força de Arrasto

A força de arrasto é uma força que atua numa área perpendicular à direção do vento e a expressão que define a sua magnitude é expressa pela equação 2.12.

$$D = C_D \frac{\rho}{2} A v_{wind}^2, \quad (2.12)$$

onde  $C_D$  representa o coeficiente de arrasto - uma constante que depende da geometria da pá e descreve o seu desempenho aerodinâmico. A tabela 2.1 representa alguns valores deste coeficiente para algumas superfícies.

Tabela 2.1: Valores de  $C_D$  para diferentes formas de superfícies. [10]

$C_D$	Forma da Superfície
1.11	Plano Circular
1.10	Plano Quadrado
0.34	Semi-Esfera (Côncavo)
1.33	Semi-Esfera (Convexo)

Considerando a rotação da turbina, esta não será atuada diretamente pela velocidade do vento, mas por uma velocidade relativa,  $v_r$ , resultante da subtração vetorial entre a velocidade do vento e a velocidade tangencial máxima das pás,  $u = \omega R$ , com  $R = \text{raio da turbina}$ . Então a equação 2.12 é reescrita na equação 2.13 incorporando este fator,  $v_r$ .

$$D = C_D \frac{\rho}{2} A \omega^2 = C_D \frac{\rho}{2} A (v_{wind} - u)^2 \quad (2.13)$$

A potência mecânica da turbina é dada por  $P_m = D \cdot u$ , que resulta na equação 2.14 substituindo  $D$  pela expressão em 2.13.

$$P_m = \left( C_D \frac{\rho}{2} A (v_{wind} - u)^2 \right) \cdot u = \frac{\rho}{2} A v_{wind}^3 \cdot C_D \left( 1 - \frac{u}{v_{wind}} \right)^2 \frac{u}{v_{wind}} \quad (2.14)$$

Comparando com a expressão 2.7 pode estabelecer-se uma correspondência para  $C_p$  tomando este o valor:

$$C_p = C_D \left( 1 - \frac{u}{v_{wind}} \right)^2 \frac{u}{v_{wind}}. \quad (2.15)$$

Como já dito em 2.1.1, o coeficiente de extração de potência determina a potência efetivamente extraída do vento e tem uma dependência com o *tip-speed-ratio*,  $\lambda$ . De resto esta dependência encontra-se ilustrada na figura 2.2(b) com as curvas de rendimento para diferentes modelos de turbinas. Aqui, podemos ver efetivamente essa dependência e pela igualdade de  $C_p$  em 2.15 é possível definir  $\lambda$  como sendo o quociente entre a velocidade tangencial da ponta das pás da turbina e a velocidade do vento,

$$\lambda = \frac{u}{v_{wind}} = \frac{\omega R}{v_{wind}}. \quad (2.16)$$

Assim como a potência é afetada por um coeficiente de extração de potência,  $C_p$ , também o binário apresenta um coeficiente equivalente,  $C_t$ , ou coeficiente de binário, que define a relação entre o binário máximo que teoricamente pode ser extraído do vento e o binário que efetivamente é extraído numa turbina eólica.

A potência mecânica apresenta uma relação com o binário mecânico definida pela expressão

$$P_m = T_m \cdot \omega. \quad [11] \quad (2.17)$$

Da mesma forma também o coeficiente de binário,  $C_t$ , apresenta uma relação com o coeficiente de extração de potência,  $C_p$  dado por  $C_t = \frac{C_p}{\lambda}$  [12], o que permite escrever o binário produzido pelo vento recorrendo às expressões 2.14, 2.15 e à relação apresentada em 2.17 da seguinte forma.

$$T_{o\ wind} = \frac{1}{\omega} \cdot P_{o\ wind} = \frac{1}{\omega} \rho A v_{wind}^3 C_t \lambda \quad (2.18)$$

### 2.1.3.2 Força de Sustentação

Para além da força de arrasto, existem ainda outra força aerodinâmica a atuar nas pás da turbina e que actua numa direção perpendicular à força de arrasto e por isso perpendicular direção da velocidade relativa do vento,  $(v_{wind} - w \cdot R)$ . [10, 11] A figura 2.4 proporciona uma melhor visualização das forças que atuam nas pás onde a *corda* define o segmento de reta que representa o maior diâmetro da secção axial da pá da turbina, o ângulo  $\beta$  é o ângulo formado entre o plano das pás e o plano de rotação da turbina,  $\alpha$  é o ângulo entre o plano das pás e a direcção relativa do vento,  $(v_{wind} - w \cdot R)$ .

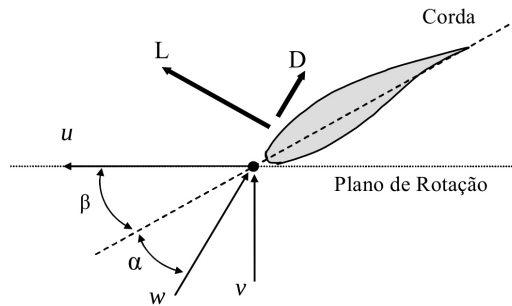


Figura 2.4: Representação das forças que atuam nas pás da turbina (D-força de arrasto; L-força de sustentação). [10]

A força de sustentação é dada pela expressão

$$L = C_L \frac{\rho}{2} A v_{wind}^2, \quad (2.19)$$

onde  $C_L$  representa o coeficiente de sustentação. Enquanto a turbina não entra na região de perda aerodinâmica (secção 2.1.4), considera-se que a força atua em  $\frac{1}{4}$  do comprimento da *corda* e é proporcional ao ângulo de ataque,  $\alpha$ .

É também possível verificar esta proporcionalidade através da figura 2.12 onde se observa a existência de uma região linear na curva de  $C_L$  para valores de  $\alpha$  entre 0 e 10°. Para valores de  $\alpha$  superiores de 10° o fluxo de vento deixa de ser laminar e torna-se turbulento, o que caracteriza a região de perda aerodinâmica com força de arrasto a aumentar rapidamente.

Da mesma forma que se deduziu a expressão da potência e binário extraído do vento no ponto anterior, obtem-se aqui a potência mecânica e o binário reais da turbina tendo em conta ambas as forças aerodinâmicas a actuar na turbina. Assim a potência é dada por

$$P_m = \frac{\rho}{2} A v_{wind}^3 \cdot C_{p \text{ real}} \quad (2.20)$$

com  $C_{p \text{ real}}$  a depender de  $\lambda$ , de  $\beta$ , da relação  $\frac{C_L}{C_D}$  e do numero de pás da turbina. Da expressão 2.17 e de 2.20, resulta que o binário vem da forma:

$$T_o \text{ wind} = \frac{1}{\omega} \cdot P_o \text{ wind} = \frac{1}{\omega} \rho A v_{wind}^3 C_{t \text{ real}} \lambda \quad (2.21)$$

$$\text{com } C_{t \text{ real}} = \frac{C_{p \text{ real}}}{\lambda}.$$

#### 2.1.4 Modos de operação

Antes de falar dos modos de operação é pertinente falar das regiões de operação de uma turbina eólica. Podemos ver uma representação esquemática destas regiões de operação na figura 2.5.

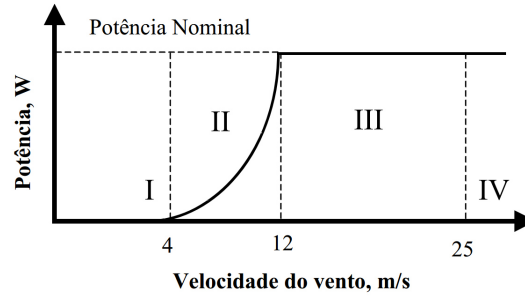


Figura 2.5: Representação das regiões de operação de uma turbina eólica. [10]

Nesta imagem pode observar-se uma separação de 4 regiões de operação numa curva que define a potência de saída de uma turbina genérica em função da velocidade do vento.

A primeira região é compreendida entre a velocidade zero e a velocidade mínima de vento necessária para acionar a turbina. Normalmente a velocidade mínima de acionamento está entre  $3$  e  $5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ . Abaixo deste limite não é eficiente colocar a turbina em funcionamento. [10]

Na região II, o aerogerador pode funcionar com velocidade fixa ou variável dependendo do tipo de gerador e sistema de controlo utilizado. É também chamada de região de operação normal da turbina eólica. É também denominada de região de máximo  $C_p$  quando a turbina é operada a velocidade variável pois nesta situação a velocidade rotórica é controlada de modo a manter o *tip-speed-ratio*,  $\lambda$ , no valor que proporciona a máxima extração de potência, ou seja o máximo  $C_p$ . Mais detalhe sobre modos de operação nesta região e definição de  $\lambda$  pode ser encontrada na secção 2.1.5



A terceira região, região de limitação de potência, caracteriza-se pela limitação da potência de saída da turbina eólica no seu valor estipulado para velocidades do vento entre os 12 e os  $25 - 30 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ . Esta limitação é feita por dois métodos: a limitação por perda aerodinâmica passiva, também conhecido por "*stalling*"; e limitação ativa por regulação do "*pitch*" das pás da turbina. Se esta limitação for feita pelo aumento da carga do gerador a integridade do sistema seria comprometida pois haveria uma sobrecarga. Este assunto é tratado em mais detalhe na seção 2.1.6.

A partir dos  $25 - 30 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$  (máxima velocidade do vento para operação da turbina), define-se a região IV como a região de saída de serviço da turbina ou "*cut-out region*". A partir desta velocidade o custo do sistema para extrair a energia do vento não compensa o retorno em produção de energia, pois ventos acima destas velocidades acontecem esporadicamente. [10] Então, para proteger os componentes mecânicos e elétricos instalados, a turbina é desligada nesta região de operação. Sistemas de frenagem aerodinâmica e mecânica são normalmente utilizados de forma redundante por uma questão de segurança.

Existe ainda uma quinta região compreendida entre as regiões II e III definida por Patel em [9]. O autor refere que nesta região de ventos fortes, a velocidade rotórica é fixada num valor constante, determinado pelos limites dos componentes da turbina por projeto. Nesta região o coeficiente de extração de potência,  $C_p$  é inferior ao máximo coeficiente de extração de potência  $C_{p \text{ max}}$ .

### 2.1.5 Região II: Coeficiente de potência constante - Velocidade Constante e Velocidade Variável

O modo de operação em velocidade constante está assente no funcionamento do gerador ligado diretamente à rede elétrica sendo deste modo a sua velocidade imposta pela frequência da rede e pelo número de polos do gerador.

Nesta topologia é tipicamente usada a máquina de indução e a velocidade será constante a menos do escorregamento (1-2%).

Tal como observado na característica de potência da figura 2.3, existe um único ponto onde a potência extraída é máxima. Desenhando uma reta vertical de velocidade constante tal como se pode ver na figura 2.6, é possível ver que, como o *tip-speed-ratio* varia com a velocidade do vento, apenas existe uma curva de velocidade do vento que proporciona a máxima extração de potência para essa velocidade rotórica constante.

A velocidade do vento nem sempre é constante e como consequência também a potência extraída do vento será menor originando perda de eficiência.

Uma alternativa para aumentar a eficiência deste modo de operação é a utilização de duas velocidades pela incorporação na turbina de duas máquinas com velocidades estipuladas diferentes ou pela utilização de uma máquina com características que permitem a alteração do seu número de polos resultando assim em velocidades de funcionamento diferentes.

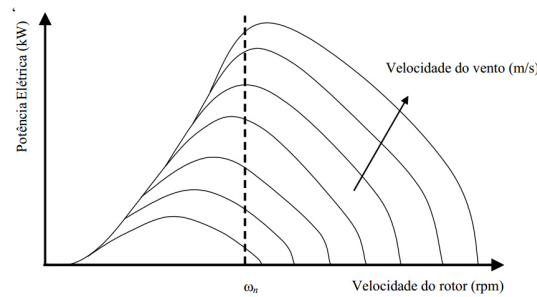


Figura 2.6: Curva característica de funcionamento de uma turbina a velocidade constante. [10]

A utilização de uma máquina de menor potência ou o aumento do número de polos, para velocidades de vento menores permite um aumento da eficiência da turbina pois haverá um aumento de  $C_p$ .

A utilização deste modo de operação (velocidade fixa) torna o sistema de controlo relativamente simples e a utilização de máquinas de indução proporciona robustez e fiabilidade, o que resulta numa redução do custo total da turbina e por isso se reflete numa vantagem.

Para além da desvantagem da variação da potência de saída com a variação do vento, que pode gerar problemas de qualidade de energia no ponto de acoplamento com a rede [10], há ainda o problema de se gerarem elevadas cargas nos componentes mecânicos do sistema, principalmente nas pás da turbina, devido à carga eléctrica constante aplicada ao gerador. Isto resulta numa redução do tempo de serviço da turbina.

Uma alternativa ao modo de operação em velocidade constante, com uma ou várias velocidades, é a operação em velocidade variável. Isto permite desacoplar a velocidade da máquina da frequência da rede proporcionando assim um controlo sobre a flutuação da potência e as cargas mecânicas pela variação da velocidade. Este desacoplamento é conseguido à custa de um conversor de frequência que permite o controlo da velocidade do gerador.

Na figura 2.7 podemos ver que a ideia de operação em velocidade variável é seguir sempre a linha tracejada, ou seja, manter sempre a máxima extração de potência independentemente da velocidade do vento. Para isso é necessário manter sempre o *tip-speed-ratio*,  $\lambda$ , constante no seu valor ótimo, pois desta forma também  $C_p$  estará no seu máximo, proporcionando a máxima extração de potência.

O controlo da velocidade para maximizar a extração de potência nesta região é feito com o ângulo de pitch <sup>2</sup> mantido praticamente constante. [10]

Para além de maximizar a eficiência da turbina, este modo de operação em velocidade variável melhora a qualidade da energia no ponto de ligação à rede, através da filtragem das flutuações de

<sup>2</sup> Ângulo de ataque das pás da turbina

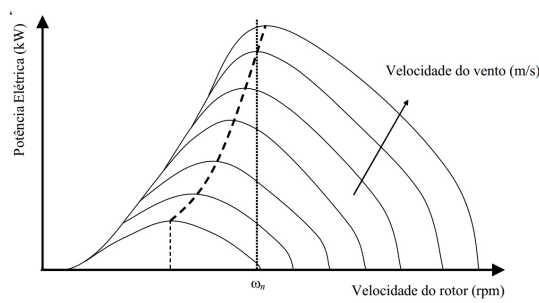


Figura 2.7: Característica de uma turbina eólica com modo de operação em velocidade variável. [10]

potência, e diminui a fadiga na estrutura mecânica pelo controlo da carga. A desvantagem é a presença do conversor de frequência que aumenta o custo do sistema.

Do lado da implementação, existem vários algoritmos para alcançar o controlo de velocidade da turbina desejado. Estes são denominados de algoritmos MPPT (*Maximum Power Point Tracking*). Estes métodos serão discutidos mais a frente num outro capítulo.

### 2.1.6 Região III: Potência Constante

Como já referido na secção 2.1.4, o modo de operação nesta região é caracterizado pela limitação da potência de saída de forma a não danificar os componentes mecânicos e elétricos da turbina, mantendo uma potência de saída constante. E para não o fazer é necessário reduzir a velocidade da turbina. Esta redução de velocidade não pode ser feita pelo aumento da carga elétrica de modo a não sobrecarregar o gerador.

Existem então 3 métodos para este efeito que serão abordados nos pontos seguintes.

Em teoria existe um outro método para limitar a potência da turbina. Este consiste em direccionar o turbina para fora do plano de vento, ou seja, variar o "yaw", de forma a reduzir a área de varrimento da turbina eólica e por conseguinte reduzindo a potência. Na pratica não se utiliza este método devido aos elevados esforços provocados na estrutura originando problemas de fadiga e reduzindo o tempo de serviço da turbina eólica.

#### **Perda Aerodinâmica passiva: 'Stalling'**

Neste método, as pás da turbina são montadas de forma fixa no rotor o que implica que seu ângulo de ataque é praticamente constante.

Praticamente constante porque consoante a velocidade do vento este ângulo sofre pequenas variações cruciais ao funcionamento da travagem aerodinâmica passiva. A figura 2.8 é ilustrativa da situação em questão. Nela pode ver-se a variação do ângulo de ataque,  $\alpha$ , com a velocidade do vento.

Com o aumento da velocidade do vento o ângulo  $\alpha$  aumenta de tal forma que induz uma travagem por arrastamento.

Para o bom funcionamento deste método, velocidade de rotação das pás deve ser mantida constante. Assim torna-se um método eficaz para aplicar em turbinas de velocidade de operação

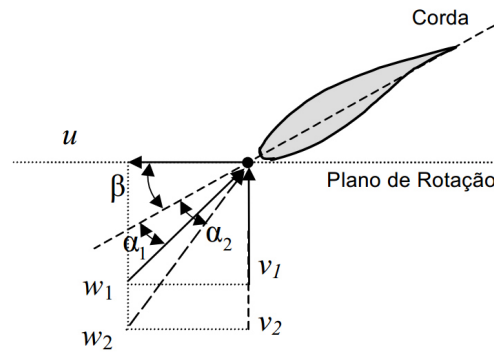


Figura 2.8: Variação do ângulo de ataque com a velocidade do vento. [10]

constante referidas na secção 2.1.5. A velocidade constante, há uma força resistente proveniente do binário de carga do gerador que permite o aumento do ângulo de ataque.

A ausência de um sistema de atuadores para variação de  $\alpha$  é uma vantagem deste sistema de limitação de potência de saída, no entanto o cálculo do ângulo  $\alpha$  para o qual há perda aerodinâmica passiva é complexo e um ponto crucial na implementação.

A curva característica de uma turbina com perda aerodinâmica passiva pode ser vista na figura 2.9.

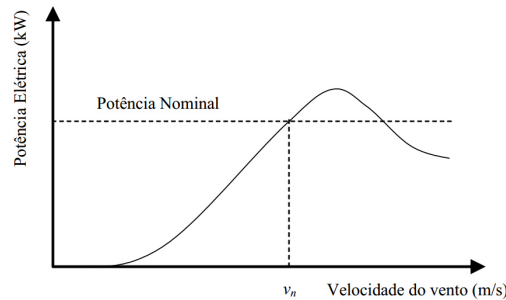


Figura 2.9: Curva de potência de uma turbina com perda aerodinâmica. [10]

Nesta figura pode ver-se que a regulação de potência não é muito precisa, uma característica deste método derivada da velocidade de operação constante que indica ainda uma falta de tolerância a fortes variações de velocidade do vento.

Há ainda alguma desvantagem deste método no que diz respeito aos processos de acionamento e de travagem da turbina. No arranque das turbinas com *pitch* fixo, o binário com velocidade do vento baixa é também baixo e é necessário operar a máquina da turbina no modo de motor de forma a aumentar a velocidade. Também na travagem se torna impossível de colocar as pás numa posição favorável à perda de velocidade conhecida como posição de bandeira, sendo então necessário um mecanismo auxiliar complementar como deflexão de *spoilers*. [10]

### Regulação de *Pitch*

No método de limitação por regulação do *Pitch*, as pás da turbina têm a capacidade de rotação sobre o seu próprio eixo longitudinal. Controlando este ângulo ( $\beta$  na figura 2.8) controla-se o ângulo de ataque,  $\alpha$ , da turbina possibilitando um controlo sobre a aerodinâmica da mesma, alterando as forças que nela atuam.

É possível assim aumentar ou diminuir  $\beta$  de forma a controlar as forças aerodinâmicas nas pás o que resulta de um controlo de velocidade e dos esforços de fadiga. O controlo de velocidade implica um controlo da potência de saída da turbina, pois com a variação da velocidade há uma variação do *tip-speed-ratio*,  $\lambda$ , e como consequência o coeficiente de extração de potência,  $C_p$ , é também alterado. Dito de outra forma,  $C_p$  depende não só de  $\lambda$  como também de  $\beta$ . As curvas de variação de  $C_p$  em função de  $\lambda$  e de  $\beta$  são ilustradas na figura 2.10.

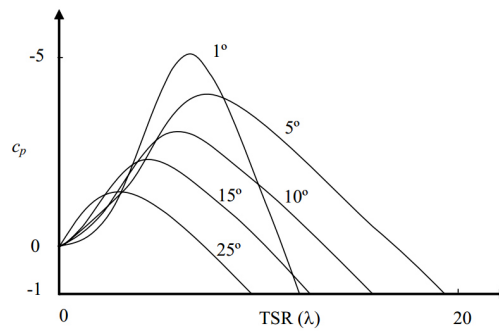


Figura 2.10: Curvas de  $C_p$  em função de  $\lambda$  e  $\beta$  [10]

O ângulo de *pitch* pode ser alterado de forma a proporcionar um maior binário a velocidades baixas de vento, facilitando assim o arranque da turbina. Da mesma forma, quando a ação pretendida é a frenagem da turbina, o *pitch* pode ser regulado para  $\beta = 90^\circ$  (posição de bandeira), resultando numa redução das forças aerodinâmicas a atuar na turbina e num aumento da força de arrasto desejada na travagem.

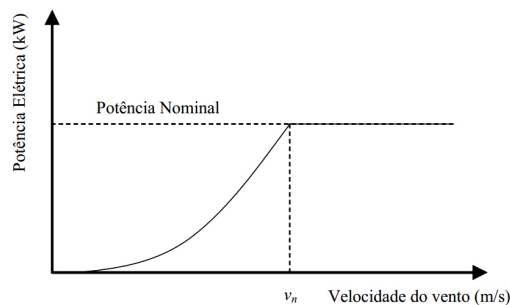


Figura 2.11: Curva característica de potência para uma turbina com regulação de *pitch*. [10]

Na figura 2.11 pode ver-se a característica de potência típica de uma turbina com regulação de *pitch*. Nela verifica-se um controlo mais preciso da potência na região de limitação (Região III)

demonstrando uma maior tolerância a variações súbitas na velocidade do vento.

### Perda Aerodinâmica ativa

A perda aerodinâmica ativa consiste na conjugação de ambos os métodos falados anteriormente juntamente com as suas vantagens.

Ao contrario do método de regulação de *pitch*, em que o ângulo da turbina é reduzido de forma a diminuir as forças aerodinâmicas a atuar na mesma, aqui o ângulo é aumentado de forma a reduzir a força de sustentação e aumentar a força de arrasto, induzindo assim uma perda aerodinâmica tal como observado em turbinas do tipo *stall*. Veja-se a figura 2.12 onde são ilustradas curvas de variação das forças aerodinâmicas em função do ângulo de ataque,  $\alpha$ .

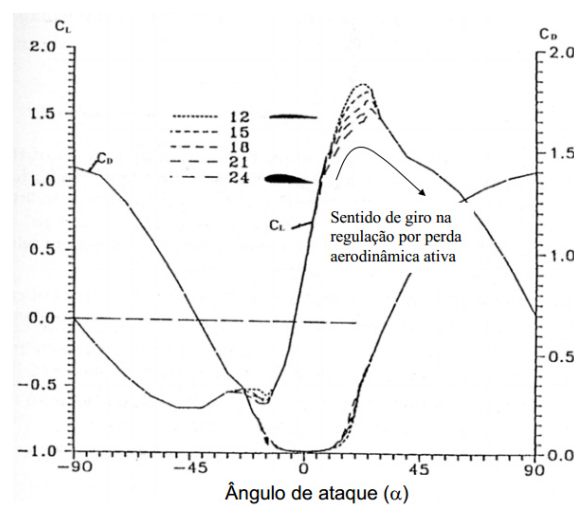


Figura 2.12: Curva de variação das forças aerodinâmicas em função o ângulo de ataque,  $\alpha$ . [10]

Para uma mesma redução de potência, a variação do ângulo neste método é menor do que na regulação de *pitch*. Assim, para uma atuação num intervalo de tempo definido, este método possibilita a utilização de atuadores de menor potência reduzindo os custos.

Mas derivado do modo de operação, em parte semelhante ao método de perda aerodinâmica passiva, a mesma complexidade de cálculo do ângulo de ataque,  $\alpha$ , para que haja perda aerodinâmica está presente e para além disso são aumentados os esforços aerodinâmicos na estrutura com o aumento das forças aerodinâmicas, o que sugere um sobre-dimensionamento dos componentes mecânicos.

## 2.2 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a modelação de uma turbina eólica.

Foi feita uma caracterização do vento pelas expressões que traduzem a energia nele contida e o seu aproveitamento pela conversão da sua energia cinética linear em energia cinética rotacional através de uma turbina eólica.

Foram caracterizados os tipos de turbinas eólicas de acordo com o seu método de controlo aerodinâmico, controlo da direção, estrutura e orientação em relação à direção do vento.

Foram analisadas as forças aerodinâmicas atuantes nas pás da turbina e a sua variação com o ângulo de ataque das pás da turbina.

Mais ainda foram analisados os modos de operação das turbinas eólicas e identificadas as zonas de atuação do controlo a desenvolver. Foram ainda identificadas as curvas características de potência de vários tipos de turbinas eólicas.

De uma forma geral este capítulo pretendeu reunir todos os parâmetros característicos das turbinas eólicas de modo a melhor compreender o seu funcionamento e tornar possível a implementação do sistema de controlo pretendido.





## Capítulo 3

# Máquina Síncrona PM

Na produção de energia elétrica recorrendo a uma fonte de binário mecânico é indispensável o uso de uma máquina elétrica rotativa.

Inicialmente, as primeiras máquinas utilizadas foram as máquinas de corrente contínua dado que a distribuição era feita em corrente contínua, o que mudou com a descoberta do transformador que fez com que a distribuição fosse então feita, quase na íntegra, em corrente alternada. O resultado foi a proliferação da máquina elétrica de corrente alternada. [13]

Em [13] está presente uma possível classificação das máquinas elétricas rotativas que subdivide estas em máquinas de corrente alternada ou contínua e classificando estas como gerador ou motor.

A máquina síncrona de ímanes permanentes pertence ao grupo das máquinas elétricas de corrente alternada com excitação do rotor através de ímanes permanentes – o que as distingue assim das máquinas síncronas de rotor bobinado, cujo campo magnético é criado pela injeção de uma corrente contínua nos enrolamentos do rotor. Não necessitando dessa corrente de excitação é eliminado o fator de perdas na magnetização do rotor.

Esta máquina é caracterizada por ser mais leve e mais pequena, comparada com outras máquinas, o que lhe confere uma maior densidade de potência, e como não possuem contactos mecânicos como escovas ou "*slip rings*" torna-se uma máquina mais robusta. Tem ainda a característica de apresentar uma EMF induzida sinusoidal.

A designação de '*máquina síncrona*' deriva da sua velocidade de rotação mecânica ser proporcional à velocidade de rotação do campo girante nos enrolamentos do estator. Por isso, e ao contrário das máquinas de indução, esta não possui deslizamento.

A sua velocidade de rotação é dada por 3.1, com  $w_e$  igual à frequência elétrica,  $p$  correspondendo ao número de pares de polos e  $w_m$  sendo a frequência mecânica ou velocidade rotacional mecânica. Neste capítulo são apresentados os aspetos funcionais e tipos de PMSM bem como o seu modelo matemático.

$$w_m = \frac{w_e}{p} \quad (3.1)$$

### 3.1 Tipos de PMSM e aspetos funcionais

A PMSM é uma máquina rotativa que aplica os princípios básicos do eletromagnetismo na conversão de energia. Ao passo que outras máquinas utilizam enrolamentos no rotor para gerar um campo magnético indutor no rotor, na PMSM este campo é gerado recorrendo a ímanes permanentes que serão responsáveis por induzir nos enrolamentos do estator uma força eletromotriz segundo a lei da indução,  $E = N \frac{\Delta \psi}{\Delta t}$ . [13]

Há ainda um binário na máquina que resulta do produto externo do fluxo pela corrente.

A rotação do rotor produz um campo girante que faz com que o fluxo que atravessa os enrolamentos do estator varie no tempo, o que por sua vez induz nestes uma força eletromotriz. Se os enrolamentos do estator estiverem desfasados de 120° então as forças elétricas induzidas formam um sistema trifásico equilibrado com frequência dependente da frequência de rotação mecânica do rotor e amplitude proporcional à intensidade do fluxo e a essa mesma velocidade.

Segundo [14] as máquinas de ímanes permanentes podem ser agrupadas em três grandes categorias:

- **PMDC (Permanent Magnet DC)** – usada tipicamente em aplicações de controlo, é uma máquina com coletor de escovas e alimentada a uma só fonte. Apresenta grandes desvantagens como a estreita gama de velocidades, baixa capacidade de carga e falta de robustez fortemente associada aos contactos móveis das escovas e ao seu desgaste, implicando uma necessidade de manutenção periódica;
- **BLDC (permanent magnet Brushless DC)** – usados também em aplicações de controlo, discos rígidos de computador ou máquinas ferramenta industriais funcionam pela comutação eletrónica dos enrolamentos do estator por uma onda de forma trapezoidal e com o conhecimento da posição do rotor por sensores de efeito hall. São motores mais eficientes muito devido à não existência de contactos móveis;
- **PMSM** – Com um funcionamento já explicado anteriormente, esta máquina apresenta vantagens ao nível da simplicidade de controlo, quando comparada com a máquina de indução. A sua elevada densidade de fluxo, baixa inercia do rotor e desacoplamento no controlo do fluxo e da velocidade proporcionam uma grande melhoria na dinâmica da máquina. É uma máquina capaz de responder a exigências de elevada performance e regulamentos apertados com elevado rácio binário/corrente e potência/peso, alto rendimento e fator de potência, baixo ruído e robustez.

As PMSM podem ainda ser classificadas de acordo com a disposição dos ímanes no rotor que podem estar completamente inseridos (interior type), montados na superfície (surface-mounted type) ou parcialmente inseridos (inset type). [14, 15, 16].

Na figura 3.1 retirada de [14] pode ver-se a diferença entre os três tipos de montagem.

O controlo pode ser feito com recurso a sensores para determinar a posição do rotor ou então com uma abordagem por estimativa, sem sensores, através das correntes e tensões e com o modelo

da máquina. No entanto esta é uma abordagem imprecisa dada a variação dos parâmetros da máquina e os diferentes regimes de funcionamento desta.

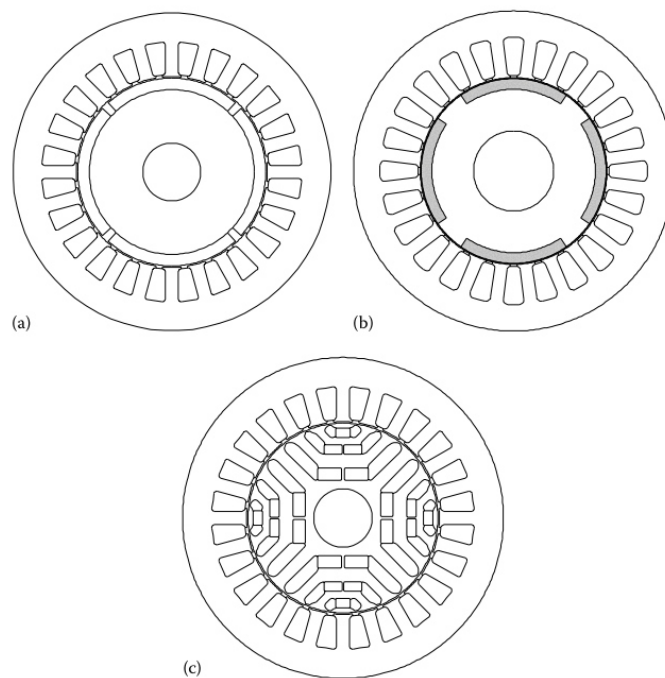


Figura 3.1: Máquinas síncronas de ímanes permanentes com (a) ímanes montados na superfície, (b) ímanes parcialmente inseridos e (c) ímanes totalmente inseridos. [15]

Já com base na orientação do fluxo do rotor há ainda outros três tipos de PMSM sendo elas as de fluxo axial, radial e tangencial. Sendo que a maior eficiência energética é apresentada pelas máquinas de fluxo radial.

A inserção dos ímanes no interior da máquina leva a que as linhas de campo magnético atravessem permeabilidades magnéticas diferentes provoca uma anisotropia no material que faz com que haja mais um elemento de binário chamado de binário de relutância. [15]

Por isso e porque a inserção dos ímanes no interior do rotor proporciona um entreferro com espessura uniforme e mais resistente à forças centrífugas, as IPM são dotadas de uma maior robustez, eficiência, potência e binário. [14]

De acordo com [15, 16] a relutância magnética dos enrolamentos do estator varia continuamente com a rotação do rotor entre dois valores extremos sendo máxima quando o enrolamento está alinhado com o eixo direto do referencial d-q e mínima quando alinhada com o eixo em quadratura, q, do mesmo referencial e assumindo que o referencial está alinhado com a direção do fluxo magnético.

São então definidas duas indutâncias correspondentes,  $L_d$  - indutância mínima e  $L_q$  - indutância máxima. Trata-se de dois parâmetros importantes do motor usados no modelo da máquina e que nos permitem atingir o controlo apropriado da mesma e que dependem do entreferro ou das permeabilidades magnéticas que as linhas de campo magnético atravessam.

Por exemplo, assumindo que se fala de uma SPM, como a relutância magnética de um íman é equivalente à do ar, podemos assumir que  $L_d$  e  $L_q$  são iguais.

Por outro lado, assumindo que se trata de uma IPM, como os ímanes são inseridos na chapa magnética e esta apresenta uma maior permeabilidade do que eles, a permeabilidade que as linhas de campo atravessam varia com a posição do rotor. Neste caso,  $L_d$  é menor do que  $L_q$ .

Este fenómeno encontra-se ilustrado na figura 3.2.

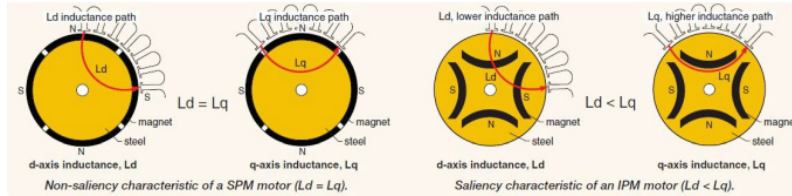


Figura 3.2: Linhas de fluxo em a) máquina SPM e b) máquina IPM. [15]

A indutância por fase pode ser calculada recorrendo a  $L_d$  e  $L_q$  através da expressão 3.2 da qual se pode inferir que a indutância de cada fase apenas podem ser independentes da posição caso  $L_d$  e  $L_q$  sejam iguais.

$$L_s = \frac{L_d + L_q}{2} + \left[ \frac{L_d - L_q}{2} \right] \cos(2\theta) \quad (3.2)$$

com  $\theta$  igual ao ângulo instantâneo do eixo direto do rotor com uma das fases.

É ainda definido o rácio de saliência ou de anisotropia,  $\xi = \frac{L_d}{L_q}$ , este depende da disposição espacial dos ímanes no rotor e tem implicações ao nível do controlo pois afeta a produção de binário pelo motor.

### 3.2 Modelo da máquina PMSM

Caracterizar o modelo dinâmico da máquina síncrona é essencial para o correto e eficaz controlo da mesma.

Por simplicidade, o modelo de circuito equivalente em 2 fases da PMSM no referencial síncrono d-q é utilizado. Isto permite a representação de um sistema de  $n$  fases em um sistema de apenas duas dimensões em quadratura uma com a outra, ou seja, a  $90^\circ$ . Este referencial roda com o referencial a uma velocidade  $\omega_e = p \times \omega_m$ , fazendo com que as quantidades da máquina (correntes, tensões, fluxos, impedâncias) apresentem valores constantes.

Assumindo que:

1. os enrolamentos do estator produzem uma  $MMF$  (força magneto-motriz) sinusoidal (harmónicos espaciais no entre-ferro são desprezados)
2. que a relutância do entre-ferro é formada por uma componente constante e por uma componente sinusoidal

3. que estamos perante um sistema trifásico equilibrado sinusoidal
4. desprezando as correntes de eddy e de Foucault

pode estabelecer-se então o modelo de circuito equivalente em duas fases para a máquina.

Para compreender melhor o conceito de conversão do circuito trifásico para o referencial de duas fases pode-se observar a figura 3.3 onde se podem ver representadas as três fases dos enrolamentos do estator com uma das fases escolhida como referencia (ângulo zero) e outras duas desfasadas de  $\pm 120^\circ$ . O referencial encontra-se representado com o eixo direto, d, na direção de maior fluxo do rotor e com o eixo de quadratura, q, avançado de  $90^\circ$ . O ângulo  $\theta$  representa o ângulo entre a fase de referencia e o eixo q do referencial d-q a rodar a uma velocidade  $\omega$ .

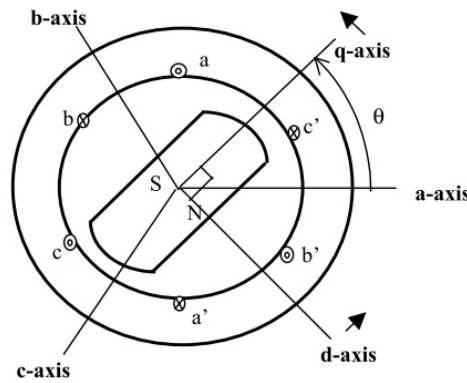


Figura 3.3: PMSM com referencias abc e dq representados. [17]

A escolha da velocidade do referencial influencia a simplicidade da representação do modelo.

A dinâmica elétrica da máquina pode ser representada pelas suas componentes de fase através das equações em 3.3, com os fluxos,  $\lambda_a$ ,  $\lambda_b$ ,  $\lambda_c$  definidos em 3.4.

$$\begin{aligned}
 v_a &= R_s I_a + \frac{d}{dt} \lambda_a \\
 v_b &= R_s I_b + \frac{d}{dt} \lambda_b \\
 v_c &= R_s I_c + \frac{d}{dt} \lambda_c
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_a &= L_{aa}I_a + L_{ab}I_b + L_{ac}I_c + \lambda_{ma} \\
\lambda_b &= L_{ab}I_a + L_{bb}I_b + L_{bc}I_c + \lambda_{mb} \\
\lambda_c &= L_{ac}I_a + L_{bc}I_b + L_{cc}I_c + \lambda_{mc}
\end{aligned} \tag{3.4}$$

O valor das indutâncias são função do ângulo  $\theta$  representado na figura 3.3, ou seja, variam com a posição relativa do rotor, sendo as auto indutâncias  $L_{aa}$ ,  $L_{bb}$  e  $L_{cc}$  máximas quando o eixo q está alinhado com um fase e as indutâncias mútuas  $L_{ab} = L_{ba}$ ,  $L_{ac} = L_{ca}$  e  $L_{bc} = L_{cb}$  (indutâncias simétricas) máximas quando o eixo q aponta na direção intermédia entre duas fases. As auto indutâncias são definidas então como em 3.5 e as indutâncias mútuas estão dispostas nas equações 3.6, onde o efeito da saliência está presente no termo  $2\theta$ .

Os fluxos magnéticos,  $\lambda_{ma}$ ,  $\lambda_{mb}$  e  $\lambda_{mc}$ , resultantes da interação dos ímanes permanentes do rotor com os enrolamentos do estator podem obter-se a partir das equações 3.7. A potência de entrada na máquina é dada pela expressão 3.8.

$$\begin{aligned}
L_{aa} &= L_{s0} + L_{s1}I_b + L_x \cos(2\theta) \\
L_{bb} &= L_{s0} + L_{s1}I_b + L_x \cos(2\theta + 120) \\
L_{cc} &= L_{s0} + L_{s1}I_b + L_x \cos(2\theta - 120)
\end{aligned} \tag{3.5}$$

$$\begin{aligned}
L_{ab} &= -\frac{1}{2}L_{s0} + L_x \cos(2\theta - 120) \\
L_{bc} &= -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s1}I_b + L_x \cos(2\theta) \\
L_{ac} &= -\frac{1}{2}L_{s0} + L_{s1}I_b + L_x \cos(2\theta + 120)
\end{aligned} \tag{3.6}$$

$$\begin{aligned}
\lambda_{ma} &= \lambda_m * \cos(\theta) \\
\lambda_{mb} &= \lambda_m * \cos(\theta - 120) \\
\lambda_{mc} &= \lambda_m * \cos(\theta + 120)
\end{aligned} \tag{3.7}$$

$$P_i = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (3.8)$$

Quanto ao binário, este possui uma expressão relativamente complexa no referencial trifásico e pode ser obtido pela expressão 3.9. [17]

$$\begin{aligned} T = & \left( \frac{P}{6} \right) (L_q - L_d) \left[ \left\{ (I_a^2 - 0.5I_b^2 - 0.5I_c^2 - I_a I_b - I_a I_c + 2I_b I_c) \sin(2\theta) \right. \right. \\ & + \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \right) (I_b^2 + I_c^2 - 2I_a I_b + 2I_a I_c) \cos(2\theta) \left. \right\} + \lambda_m \left\{ (I_a - 0.5I_b - 0.5I_c) \cos(\theta) \right. \\ & \left. \left. + \left( \sqrt{\frac{3}{2}} \right) (I_b - I_c) \sin(\theta) \right\} \right] \end{aligned} \quad (3.9)$$

De forma a simplificar esta expressão e o próprio modelo, faz-se uso da transformada abc-dq, obtida pela aplicação da transformada de Clarke e Park. Esta transformação é descrita na sua forma matemática em 3.10, com S a representar uma qualquer quantidade, seja ela tensão, fluxo ou corrente. A componente  $S_0$  representa a chamada componente homopolar que na presença de um sistema trifásico equilibrado toma sempre o valor de zero. Da mesma forma que a anterior, é definida em 3.11 a transformada inversa que reconverte o sistema no referencial d-q para o referencial trifásico abc.

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120) & \cos(\theta + 120) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 120) & \sin(\theta + 120) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 120) & \sin(\theta - 120) & 1 \\ \cos(\theta + 120) & \sin(\theta + 120) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Segundo [14] a máquina síncrona de ímanes permanentes pode ser modelada no referencial síncrono d-q a rodar a uma velocidade  $\omega$ . Aplicando a transformada d-q às equações das tensões, fluxos e correntes obtemos então o modelo da máquina no referencial d-q apresentado de seguida. As equações do fluxo vêm da forma apresentada em 3.12, as equações da indutância direta e em quadratura estão em 3.13 e as expressões da tensão direta e em quadratura são apresentadas em 3.14.

$$\begin{aligned} \lambda_d &= \lambda_m + L_d i_d \\ \lambda_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned} L_d &= \left(\frac{3}{2}\right) (L_{s0} + L_x) + L_{s1} \\ L_q &= \left(\frac{3}{2}\right) (L_{s0} - L_x) + L_{s1} \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - w\lambda_q & \Leftrightarrow & \quad v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - wL_q i_q \\ v_q &= R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + w\lambda_d & \quad v_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + w(\lambda_m + L_d i_d) \end{aligned} \quad (3.14)$$

Uma forma mais visual para perceber como estas equações se refletem de forma vetorial na máquina pode ser observada na figura 3.4 onde as quantidades apresentadas nas equações 3.12 - 3.14 são representadas graficamente.

Baseado nas mesmas equações pode representar-se o circuito da máquina de duas fases resultante da aplicação da transformada d-q às equações do modelo da máquina síncrona de ímanes permanentes trifásica, presente na figura 3.5. [17] Ou então considerando uma resistência  $R_{fe}$  para modelar as perdas no ferro da máquina resulta o circuito de figura 3.6. [14]

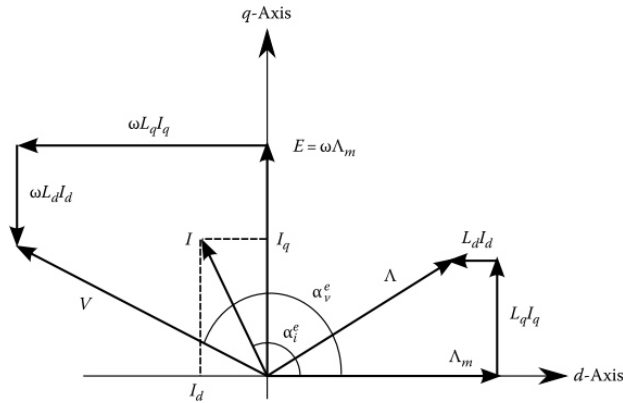


Figura 3.4: Diagrama vetorial da máquina síncrona de ímanes permanentes no referencial estacionário  $d - q$ . [14]

Na prática, os circuitos magnéticos estão sujeitos a saturação quando a corrente ultrapassa um certo valor. Quando há um aumento de  $I_q$ , o valor de  $L_q$  diminui e  $\lambda_m$  e  $L_d$  estão sujeitos a uma reação por parte do rotor. Como usualmente  $I_d$  é mantido a zero ou num valor negativo, chamado desmagnetizante, raramente ocorre saturação de  $L_d$ .

Após aplicação da transformação à equação de  $P_i$  3.8 obtém-se a equação 3.15, desprezando as componente homopolar. E substituindo nesta a expressão de  $V_q$  e  $V_d$  pelas suas componentes



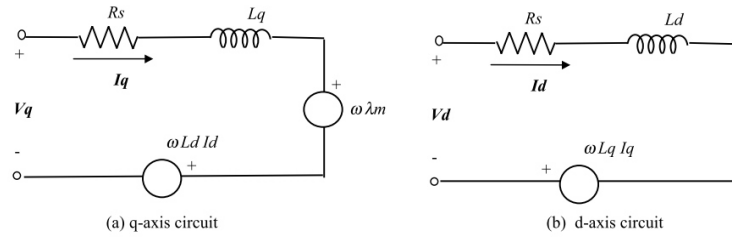


Figura 3.5: Circuito equivalente da máquina no eixo q e d respectivamente (sem resistência de perdas no ferro). [17]

de força contra-eletromotriz resulta a expressão apresentada em 3.16. Sendo que o binário é a potência a dividir pelo binário mecânico, este pode ser representado da forma presente em 3.17.

$$P_i = \frac{3}{2}(V_q I_q + V_d I_d) \quad (3.15)$$

$$P_o = \frac{3}{2}(-\omega \lambda_q I_d + \omega \lambda_d I_q) \quad (3.16)$$

$$T = \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) (\lambda_m I_q + (L_d - L_q) I_q I_d) \quad (3.17)$$

Pela observação da equação é evidente a existência de duas componentes de binário: uma resultante da interação direta de  $\lambda_m$  com  $I_q$  e uma outra componente chamada de binário de relutância resultante da diferença entre as indutâncias directa e em quadratura,  $L_d - L_q$ . De modo que a componente de relutância produza um binário aditivo é necessário garantir que  $I_d$  seja negativo, pois tipicamente  $L_d < L_q$ .

De facto esta transformação resulta da aplicação de duas transformações em sequencia. Primeiro é efetuada uma transformação para um referencial bidimensional estacionário chamado  $\alpha - \beta$ . Nesta transformação, chamada de transformada de Clarke, também S representa uma variável que pode ser tensão corrente ou fluxo e a componente homopolar é também zero devido às mesmas razões já referidas. A expressão da transformação é apresentada em 3.18, com o eixo  $\alpha$  alinhado com a fase  $a$ .

A segunda transformação, transformada de Park, apenas aplica movimento ao referencial  $\alpha - \beta$  colocando ente a rodar a uma velocidade  $\omega$ . Esta transformação é apresentada na expressão 3.19, onde  $\theta$  representa o ângulo formado entre os dois referenciais. A multiplicação da duas transformações resulta na transformação do referencial  $abc$  para o referencial  $d - q$  apresentada anteriormente em 3.10.

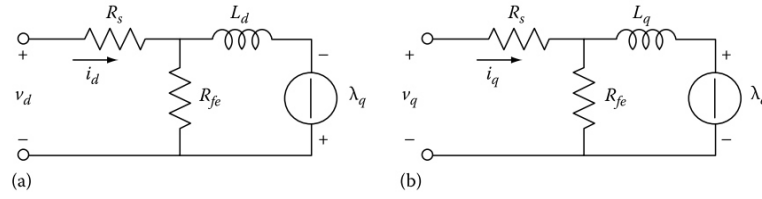


Figura 3.6: Circuito equivalente da máquina no eixo q e d respetivamente (com resistência de perdas no ferro). [15]

$$\begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(120^\circ) & \cos(120^\circ) \\ 0 & -\sin(120^\circ) & \sin(120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

A grande vantagem da utilização deste referencial é a eliminação de termos sinusoidais, resultante da aplicação de uma frequência de rotação síncrona ao referencial, restando apenas termos constantes, ou seja, o referencial é síncrono com a velocidade de rotação do rotor. Um outro detalhe é que a transformação não é unitária, ou seja, a matriz inversa não é igual à matriz transposta. O resultado é a diferença entre a potência e o binário do sistema trifásico original e o novo sistema de duas fases. É necessário introduzir então o termo  $(3/2)$  na equação do binário e da potência de saída para fazer a adaptação dos valores no novo referencial. No novo referencial, as magnitudes originais das tensões, correntes e fluxos são mantidas.  $L_d$  e  $L_q$  são efetivamente as indutâncias vistas do lado dos enrolamentos do estator aquando de um funcionamento equilibrado.

Definindo um vetor para a tensão e para a corrente da forma  $|V_s| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$  e  $|I_s| = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$  e considerando que estes se encontram com  $\theta_q$  graus de avanço face ao eixo q do referencial, temos que  $I_q = I_s \times \cos(\theta_q)$  e  $I_d = -I_s \times \sin(\theta_q)$ .

Então, a equação do binário pode exprimir-se como em 3.20, e por observação da expressão deduz-se que no caso de  $L_q = L_d$  (caso das SPM) a componente de relutância do binário é eliminada e o binário resultante pode ser expresso como em 3.21, ou como em 3.22 considerando o ângulo entre o vetor de fluxo e o vetor de corrente.

$$T = \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) (\lambda_m I_s \cos(\theta_q) + \frac{1}{2} (L_q - L_d) I_s^2 \sin(2\theta_q)) \quad (3.20)$$

$$T = \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) \lambda_m I_s \cos(\theta_q) \quad (3.21)$$

$$T = \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) \lambda_m I_s \sin(\theta) \quad (3.22)$$

Resulta assim que o binário é máximo quando o ângulo entre o fluxo do rotor e a corrente é de 90°. Sendo que o binário de relutância não é desprezável, é possível a produção de um binário mais elevado pelo correto ajuste do ângulo  $\theta$ , uma vez que não se pode mexer nos parâmetros da máquina.

### 3.3 Características da máquina síncrona

Como visto anteriormente, esta máquina é caracterizada pela presença de ímanes permanentes no rotor, responsáveis pela criação de fluxo, anteriormente assegurado pela presença de enrolamentos aos quais seria transmitida corrente através de contactos móveis chamados *slip rings*. Eliminam-se assim as perdas na criação do fluxo e o desgaste de material (eliminação das escovas de contacto).

A presença de ímanes permanentes é de facto um fator chave nesta máquina com grandes vantagens associadas, incluindo redução de peso, volume e perdas no cobre pela eliminação dos enrolamentos do rotor, aumento da densidade de potência e eficiência.

Para o controlo da máquina síncrona de ímanes permanentes é necessária a utilização de um sensor de posição para saber com precisão a posição do rotor a cada momento, isto caso não seja utilizada uma estratégia de estimação da posição do rotor, como será tratado mais adiante no capítulo 4.

É importante conhecer a característica de binário da máquina síncrona de ímanes permanentes, dado que o controlo da máquina de processa segundo esta variável, direta ou indiretamente. Desta forma a sua característica é apresentada na figura 3.7.<sup>1</sup>

Na figura 3.7 podem ser identificadas duas regiões: uma região de binário constante e uma outra de potência constante. Uma desvantagem desta máquina é o alcance limitado da região de potência constante devido ao limite existente no enfraquecimento do campo [15] criado pelos ímanes permanentes, levando o binário para zero, tal como pode ser visto na figura.

---

<sup>1</sup> Imagem retirada de  
<http://www.microchip.com/pagehandler/en-us/technology/motorcontrol/motor-types/acmin.html>

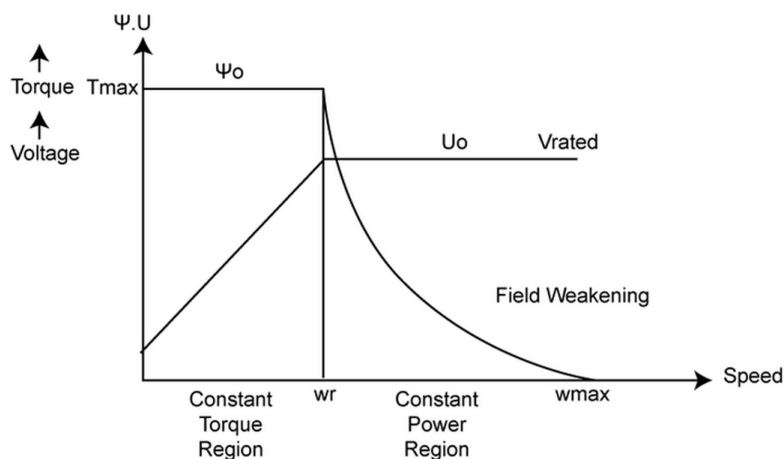


Figura 3.7: Característica de binário da máquina síncrona juntamente com a sua característica de potência.

### 3.4 Conclusão

Neste capítulo fez-se um estudo da máquina síncrona de ímanes permanentes destacando as suas principais características e explorando o seu modo de funcionamento. Apresentam-se os vários tipos de máquinas síncronas de ímanes permanentes juntamente com os pontos relevantes de cada uma.

São ainda apresentadas as equações do modelo matemático da máquina, necessário à implementação do controlo, tanto no referencial estacionário  $abc$  como no referencial síncrono  $d-q$ , e a forma de transformação das quantidades entre referenciais diferentes.

É ainda apresentado o modelo do circuito elétrico para a máquina no referencial  $d-q$  e a curva característica de binário da máquina.

Todos estes aspetos se revelam importantes para o controlo da máquina e a sua implementação, especialmente as equações do modelo dinâmico da máquina e a transformação de coordenadas entre diferentes referenciais.

## Capítulo 4

# Conversão e controlo

As grandezas produzidas no gerador, são de sua natureza alternadas e variam consoante a velocidade a que o gerador se encontra em determinadas condições de vento, isto é, possuem frequência e amplitude variável. Como o standard da rede elétrica está projetado com a amplitude de 230 V (RMS) e frequência de 50 Hz (em Portugal), é impossível a utilização direta da potência produzida na máquina e por isso torna-se necessária a inclusão de um módulo de conversão que permita a criação dessas condições de frequência e tensão, caso o objetivo ultimo seja a distribuição pela rede elétrica.

Tipicamente a forma de fazer isto é pela utilização de dois ou três tipos de conversores, dependendo da topologia utilizada. Uma solução passa pela utilização de um conversor AC/DC (retificador) seguido de um outro conversor DC/AC (inversor). A utilização de um terceiro conversor DC/DC no barramento de corrente contínua pode ser justificada, por exemplo, se o estágio de retificação for não controlado sendo que esse conversor estaria encarregue do controlo da máquina através do controlo da corrente e tensão aplicada a esta.

Para outras aplicações, e de acordo com o âmbito desta dissertação, apenas é requerido o primeiro bloco de conversão, ou seja a conversão para um barramento DC. Aplicações deste género tornam-se importantes no âmbito da tecnologia automóvel híbrida, na conversão da energia recuperada em travagens para ser entregue às baterias do carro de forma controlada.

Outra aplicação de extrema importância é a de integração de vários sistemas de produção. Com o advento das energias renováveis a importância de interligar sistemas de produção de naturezas distintas ganha relevância, como é o caso da energia eólica e a energia solar. Ao passo que uma turbina eólica produz energia na forma de grandezas sinusoidais, os painéis solares produzem energia em corrente contínua pelo que a agregação da potência produzida por ambos numa única linha se torna um problema.

A conversão de ambas as fontes de energia para grandezas sinusoidais não é um processo simples pois ambas teriam de estar à mesma frequência e amplitude e para além disso terias de estar sincronizadas. O processo mais simples de juntar as duas fontes é a conversão de ambas para um barramento DC, eliminando assim problemas de sincronização. O controlo dos conversores é feito em corrente, havendo um controlo do trânsito de potência para o barramento, e a tensão no

barramento será controlada pelo conversor de ligação à rede ou à bateria. O controlo em corrente permite no caso de um gerador eólico o controlo do binário e da velocidade garantindo o máximo ponto de operação.

De seguida serão apresentadas as mais usuais topologias de conversão e baseada na sua análise é feita uma escolha fundamentada da topologia de conversão a utilizar.

## 4.1 Topologias de conversão para geradores eólicos

Devido à natureza das máquinas síncronas de ímanes permanentes, estas não necessitam de um circuito de excitação no rotor pelo que não é necessário injetar correntes de excitação na máquina. Assim, torna-se possível a utilização de retificadores a díodos que apenas permitem o transito de potência unidirecional. As figuras 4.1, 4.2 e 4.3 apresentam topologias de retificação a díodos para ligação à rede.

### 4.1.1 Retificador a díodos e inversor a tirístores

A utilização de um inversor a tirístores na figura 4.1 permite o controlo da velocidade de rotação do gerador através do controlo da tensão no barramento DC para assim obter o máximo rendimento da turbina. É um esquema que pela natureza dos componentes utilizados apresenta um baixo custo. Sendo os componentes mais robustos e disponíveis para potências superiores às dos transístores, podem ser utilizada em aplicações de potência elevada. A grande desvantagem desta topologia é a necessidade de utilização de um compensador ativo para compensação do fator de potência e da taxa de distorção harmónica. [18]

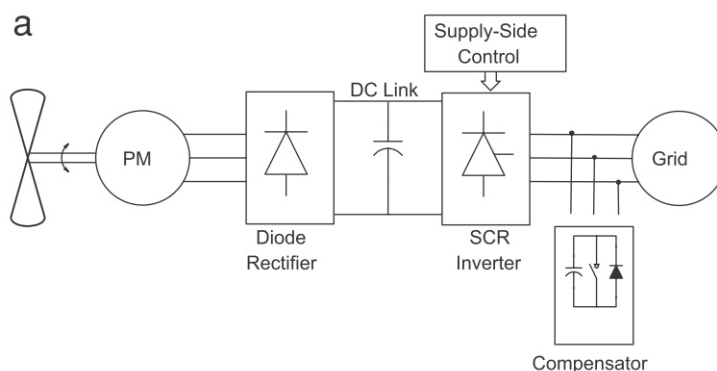


Figura 4.1: Topologia com retificador não controlado a díodos e inversor a tirístores para ligação à rede. [18]

### 4.1.2 Retificador a diodos e inversor a transístores

Na figura 4.2 o segundo conversor é agora um inversor a transístores. Como o anterior, o retificador a tem a função de converter a corrente alternada produzida no gerador em corrente contínua para o barramento DC. Já o inversor permite o transito bidirecional de corrente e possibilita o controlo da energia ativa e reativa trocada com a rede [18] eliminando assim a necessidade de um compensador como na topologia anterior. Mais ainda, este conversor permite controlar a tensão do barramento DC e através de métodos apropriados, discutidos no capítulo 5, fazer um controlo que permita a máxima extração de potência da turbina.

Segundo [8], este conversor é composto por três malhas de controlo com diferentes constantes de tempo: Uma malha de controlo de corrente; uma malhas de controlo de tensão e uma última de controlo de potência ativa gerada na máquina síncrona. A primeira é a malha mais rápida é responsável pela regulação da corrente enviada para a rede de forma sinusoidal e com o menor conteúdo harmónico possível. A malha de tensão, um pouco mais lenta que a anterior, é responsável pela manutenção do valor de referência da tensão no barramento contínuo pela geração de uma referencia de corrente para o controlador anterior que mantenha o valor de tensão. Por fim, a malha de controlo de potência esta encarregue de calcular uma referência de tensão a alimentar ao controlador anterior para que a potência de referência seja produzida. A referência de potência é fornecida ao controlador por um algoritmo de mais alto nível responsável por fazer o controlo da máxima extração de potência da turbina eólica.

Esta topologia apresenta a vantagem de ter uma redução dos componentes eletrónicos a controláveis, o que se reflete em termos de custos, nomeadamente na quantidade de circuitos de drive a utilizar. Também a redução de componentes eletrónicos a usar, face a outras topologias, é um fator de redução de custos e aumento de eficiência, para além disso torna o sistema mais robusto. Permite, como já dito, o controlo da velocidade de forma contínua através da tensão no barramento DC para garantir a máxima extração de potência. Existe um limite mínimo para que o conversor possa colocar energia na rede elétrica, o que é uma desvantagem. O controlo da baixas velocidades torna-se um problema pois as tensões no barramento são mais baixas e têm de ser controladas de forma precisa.

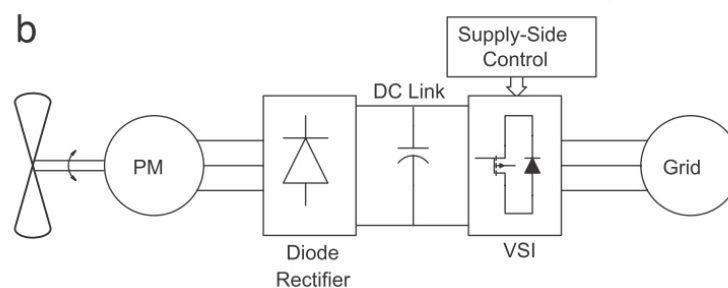


Figura 4.2: Topologia com retificador não controlado a diodos e inversor a transístores para ligação à rede. [18]

### 4.1.3 Retificador a díodos, conversor DC/DC e inversor a transístores

A topologia apresentada na figura 4.3 possui um estágio adicional de conversão em relação à topologia anterior. Existe um terceiro conversor no barramento DC com a função de controlar a produção da máquina síncrona. O seu controlo é composto por duas malhas fechadas: uma para o controlo da corrente e outra para o controlo da potência. A função do controlador de potência é a de fornecer um valor de referência ao controlador de corrente para que a potência no barramento DC se aproxime da referência imposta por um algoritmo de controlo de mais alto nível. De acordo com essa referência de corrente a função do segundo controlador é de reduzir o erro entre essa referência e a corrente que efetivamente transita de/para o barramento DC.

Desta forma, como o controlo de potência da máquina é realizado pelo conversor DC/DC, o inversor ligado à rede é libertado desta tarefa tendo apenas duas malhas de controlo: uma para o controlo da corrente, impondo o transito de potência ativa para a rede, garantindo que a corrente entregue é sinusoidal e com a menor taxa de distorção harmónica possível. Outra malha toma conta do controlo da tensão. A tensão do barramento nesta topologia é mantida constante. [8]

Esta topologia apresenta as seguintes vantagens: controlo da máquina é efetuado pelo conversor DC/DC através da variação do duty-cycle; mantém-se a uma tensão constante no barramento DC (vantajoso caso se queira ligar uma bateria); é possível a eliminação seletiva de harmónicos (SHE - *seletiva harmonic elimination*) reduzindo as perdas; Inversor não necessita de controlar a máquina; há um desacoplamento entre o controlo da máquina e o controlo da potência ativa para a rede; controlo menos complexo e flexível; controlo contínuo na gama de velocidades do gerador. [18] Apesar das vantagens, e tal como os anteriores, é uma topologia que apenas permite o transito unidirecional de corrente o que pode ser desvantajoso, por exemplo no arranque da turbina [8] ou numa situação em que se queira acelerar a turbina para atingir um determinado *setpoint* mais rapidamente como é o caso do algoritmo P&O apresentado no capítulo 5.

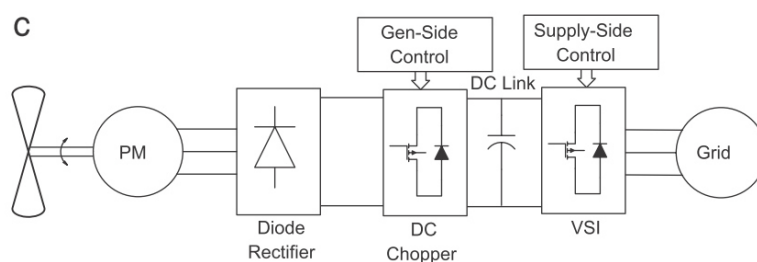


Figura 4.3: Topologia com retificador não controlado a díodos, conversor DC/DC e inversor a transístores para ligação à rede. [18]

### 4.1.4 Conversor VSC(voltage source converter) em topologia back-to-back

Esta topologia é constituída por dois conversores a transístores ligados através do seu barramento DC com um condensador em paralelo. O esquema da topologia pode ser visto na figura 4.4.



Uma vez mais a função do primeiro conversor é a de retificar a corrente do gerador para o barramento de corrente contínua. Isto é conseguido pela utilização de duas malhas de realimentação. Uma, a de corrente, é responsável pela regulação da corrente sinusoidal extraída da máquina. Compara a corrente que de facto é medida à saída da máquina com uma referência e aplica um sinal de controlo em PWM (*pulse width modulation*) de forma a reduzir o erro entre ambos. Esta corrente tem uma relação direta com o binário a aplicar à máquina, quer seja um binário motor (para aumentar a velocidade de rotação), quer seja um binário regenerativo para extrair potência do vento. O valor de referência de corrente é o resultado da segunda malha de controlo com a função de regular a potência produzida pelo gerador. A referência deste provém do algoritmo MPPT estudado no capítulo 5.

O controlo do Inversor de ligação à rede funciona da mesma forma que descrito anteriormente com duas malhas de controlo, corrente e tensão, garantindo uma tensão fixa no barramento DC e regulando transito de potência para a rede sempre com a mínima distorção harmónica possível.

Tal como a estrutura anterior, esta permite um controlo desacoplado da máquina e do transito de potência para a rede, sendo menos complexo. Permite um controlo contínuo na gama de velocidades do gerador e o transito bidirecional de corrente entre o gerador e o barramento DC e entre o barramento DC e a rede eléctrica, o que torna o sistema mais flexível.

Devido à elevada quantidade de semicondutores as perdas por efeito joule são agravadas e sendo o numero transístores mais elevado, maior será o número de circuitos de drive a utilizar agravando também o custo total do sistema. [8]

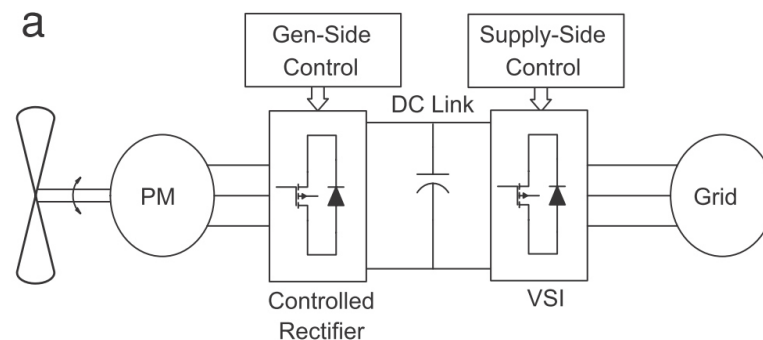


Figura 4.4: Topologia com dois conversores VSC ligados em topologia Back-to-back. [18]

Mais recentemente, duas pontes em H também em topologia back-to-back foram utilizadas para o mesmo efeito. Esta topologia é apresentada na figura 4.5. O controlo é em tudo semelhante ao anterior com a grande vantagem de haver uma redução do numero de semicondutores utilizados, reduzindo as perdas de condução e de comutação, e por conseguinte do numero de circuitos de drive, o que torna o sistema mais atrativo em termos de custos.

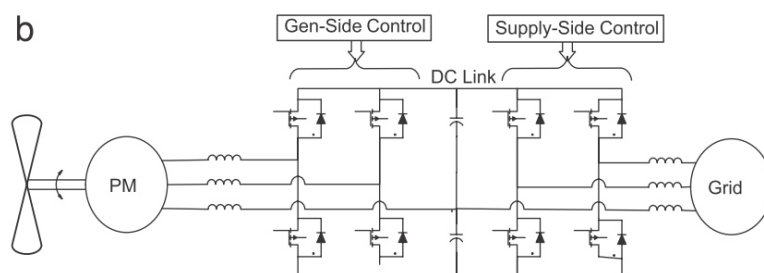


Figura 4.5: Conversor AC/AC com duas pontes H ligadas em topologia Back-to-back. [18]

#### 4.1.5 Escolha do conversor

Dos conversores apresentados, todos apresentam uma topologia capaz de fazer a ligação à rede elétrica. O objetivo final pode passar de facto por ter uma fonte de energia controlada que garanta uma tensão sinusoidal a uma frequência constante (50/60 Hz) que permita a ligação da maioria dos aparelhos elétricos, já que estes estão preparados para funcionar nestas condições. No entanto, esta dissertação apenas contempla o controlo da máquina síncrona e a conversão para o barramento DC, estando a parte do conversor DC/AC fora do âmbito do trabalho realizado.

Deste modo é necessária uma cadeia de conversão capaz de fazer a retificação para o barramento DC e ao mesmo tempo fazer o controlo da máquina síncrona para aplicar um algoritmo de MPPT.

Das soluções apresentadas, as que realmente são capazes de cumprir com este requisito são as que apresentam o controlo da máquina desacoplado do controlo do transito de potência para a rede, ou seja, as soluções apresentadas em 4.1.3 e em 4.1.4 excluindo o módulo inversor e a ligação à rede. A solução com o retificador a diodos seguido do conversor DC/DC permite como é desejado o controlo de produção da máquina e a ligação a um barramento DC, no entanto apresenta a desvantagem do transito de potência ser unidirecional, pelo que em caso de necessidade, não é possível fazer um arranque da turbina ou aplicar um binário motor para o sistema convergir para um determinado *setpoint* mais rapidamente. Para além disso, o numero de componentes a utilizar é bastante superior o que agrava os custos. Posto isto, e apesar de o retificador controlado (VSR - *voltage source rectifier*) apresentar mais perdas, nomeadamente as de comutação, e de o numero de circuitos de drive ser maior o que prejudica os custos, este conversor verifica-se ser a melhor opção, muito pelo facto de permitir o transito bidirecional de corrente e de se tratar de uma aplicação de relativamente baixa potência (1,5 kw). Para além disso é um circuito amplamente estudado na literatura e por isso há uma grande disponibilidade no mercado de conversores com esta topologia.

De modo a compreender melhor este retificador é feita uma análise mais detalhada do VSR no próximo ponto.

## 4.2 Voltage Source Rectifier - VSR

O conversor apresentado na figura 4.6 é um conversor controlado através de modulação por largura de impulsos (*pulse width modulation - PWM*). Este tipo de conversores tem vindo a ganhar importância, nomeadamente no mercado da conversão AC/DC, muito devido ao desenvolvimento da tecnologia semicondutora que permitiu a sua aplicação em sistemas de mais elevada potência. A introdução de IGBT's (*insulated gate bipolar transistor* permitiu a produção de módulos de conversão robustos, fiáveis e a um baixo custo. O aparecimento de microprocessadores capazes de implementar estratégias de controlo vetorial (mais complexas) em tempo real para conversores PWM tornou este esquema numa solução atrativa. [14]

As suas características incluem de baixa taxa de distorção harmónica da corrente e correção do fator de potência, estabilização da tensão no barramento DC (se for controlado em tensão) e dependendo da aplicação permite a redução do tamanho do condensador de filtragem. Aplicações deste retificador variam desde a utilização em drives AC industriais, fontes DC, melhoramento do fator e potência e compensação da taxa de distorção harmónica através de filtros ativos. [14]

Quando utilizado para retificar a corrente da rede este é ligado através de uma indutância  $L$  ou de um filtro LCL, que fazem parte do circuito. [14] Na aplicação em estudo (controlo da máquina síncrona PM), a bobina,  $L$ , utilizada são os próprios enrolamentos do estator.

A topologia estudada e apresentada na figura 4.6, é um conversor de dois níveis de tensão utilizado tipicamente em aplicações de baixa potência. Topologias com maior número de níveis de tensão apresentam menor taxa de distorção harmónica, menor stress nos componentes devido à tensão e redução do filtro LCL em caso de ligação à rede. Apesar das melhorias, um aumento do número de níveis representa um aumento da complexidade no algoritmo de controlo, o que acarreta sempre custos.

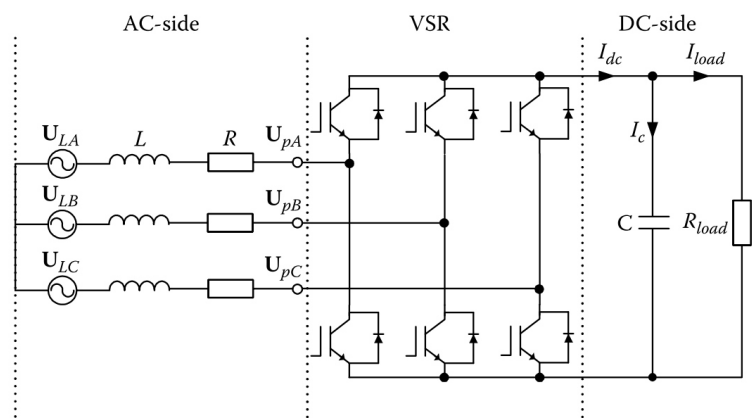


Figura 4.6: Esquema de conversão AC/DC *voltage source rectifier* (VSR) [14]

### 4.2.1 Estratégias de controlo para retificadores

Para atingir as vantagens citadas acima, um fator que se revela de extrema importância são as estratégias de controlo do conversor.

Estratégia tipicamente utilizadas para a retificação da corrente da linha de distribuição incluem o controlo indireto da potência ativa e reativa, baseado na posição do vetor de corrente da linha em relação ao vetor de tensão (*voltage oriented control* - VOC). Segundo [14] este método garante uma elevada performance tanto a nível estático como dinâmico através de malhas de controlo de corrente sendo que a performance está dependente da qualidade da estratégia de controlo aplicada.

O mesmo autor apresenta outro método, este baseado no controlo direto da potência ativa e reativa instantânea (*direct power control* - DPC).

Ambos os métodos apresentam a desvantagem de não produzir correntes sinusoidais se a tensão de entrada não for sinusoidal. O autor apresenta como solução uma estratégia DPC baseada no controlo do vetor de fluxo em vez da tensão (VF-DPC) que reduz a taxa de distorção harmónica e proporciona corrente sinusoidal. No entanto se este método for aplicado com controladores de histerese e *lookup tables*, possui uma frequência de comutação variável, criando dificuldades no projeto de filtros, e necessita de uma plataforma de controlo rápida e com conversores A/D rápidos, entre outras desvantagens. É possível eliminar estas desvantagens pela aplicação de uma estratégia de modulação PWM com frequência de comutação constante. Mais sobre técnicas de modulação no ponto 4.5.

Estas estratégias de controlo são apresentadas numa perspetiva de retificação da corrente proveniente da rede, no entanto na aplicação desenvolvida, a corrente a retificar não tem uma amplitude e frequência fixas (variam com a velocidade de rotação do gerador) e por isso métodos de controlo diferentes que façam não só a retificação das correntes à saída do gerador como também tomem conta do controlo da máquina são necessários. Estes métodos serão estudados mais à frente no ponto 4.3.

### 4.2.2 Princípio de operação e modelo matemático do conversor

De modo a perceber o funcionamento do conversor é necessário olhar para o seu modo de operação. Na figura 4.7 é apresentada uma fase da máquina síncrona onde  $\underline{u}_L$  representa a força eletromotriz,  $L$  e  $R$  representam a indutância dos enrolamentos e a sua resistência respetivamente e  $\underline{u}_s$  representa a tensão aplicada pelo VSR, e depende do índice de modulação. A corrente  $\underline{i}_L$ , é controlada pela queda de tensão aplicada à bobina  $L$ , que neste caso são os enrolamentos do estator, e é controlada pela diferença entre a força eletromotriz e a tensão aplicada pelo conversor. Então, pelo controlo da magnitude e fase da tensão do conversor é possível controlar indiretamente a amplitude e fase da corrente que atravessa os enrolamentos do estator. Esta relação pode ser vista no esquema vetorial da figura 4.8.

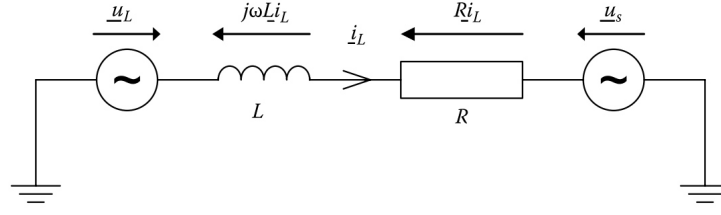


Figura 4.7: Esquema elétrico de uma fase do VSR). [14]

Em termos de modelo matemático este pode ser definido de várias formas dependendo do referencial utilizado.

As tensões compostas no conversor são apresentadas em 4.1 e as tensões simples são da forma apresentada em 4.2. Nas expressões,  $S_x = 1$  quando o transístor superior de um determinado ramo do inversor está ligado e  $S_x = 0$  no caso esteja o transístor inferior ligado. Resolvendo a expressão 4.2 verifica-se o conversor é capaz de aplicar na tensão simples, cinco níveis de tensão diferentes: zero,  $\pm \frac{1}{3} \cdot u_{dc}$  e  $\pm \frac{2}{3} \cdot u_{dc}$ . [14]

$$\begin{aligned} u_{ab} &= (S_a - S_b) \times u_{dc} \\ u_{bc} &= (S_b - S_c) \times u_{dc} \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$u_{ca} = (S_c - S_a) \times u_{dc}$$

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{(u_{ab} - u_{ca})}{3} \times u_{dc} \\ u_b &= \frac{(u_{bc} - u_{ab})}{3} \times u_{dc} \\ u_c &= \frac{(u_{ca} - u_{bc})}{3} \times u_{dc} \end{aligned} \quad (4.2)$$

As equações de tensão da malha inversor-máquina podem então ser escritas nas suas coordenadas naturais,  $(abc)$ , da forma apresentada em 4.3. Considerando a figura 4.6 a expressão que relaciona a corrente em transito no sistema é apresentada em 4.4.

$$\begin{bmatrix} u_{La} \\ u_{Lb} \\ u_{Lc} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

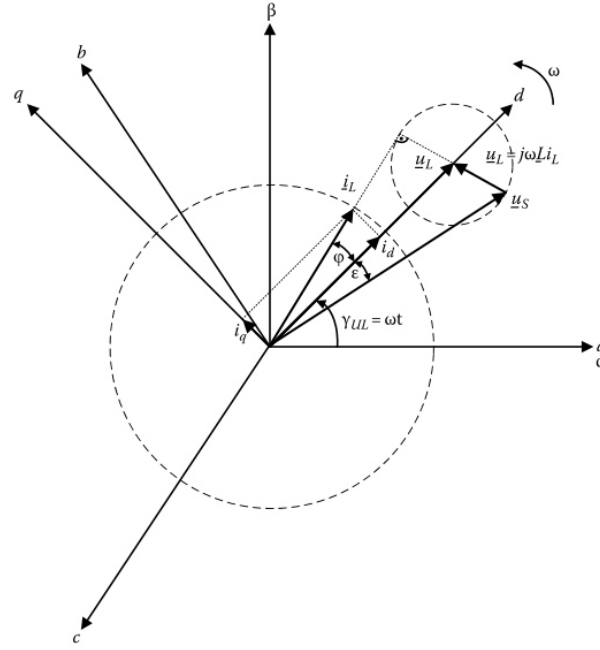


Figura 4.8: Diagrama vetorial das tensões e correntes no VSR). [14]

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_c = S_a i_{La} + S_b i_{Lb} + S_c i_{Lc} - i_{dc} \quad (4.4)$$

Seguindo as transformações de coordenadas apresentadas no capítulo 3, as equações apresentadas em 4.3 podem ser convertidas para o referencial  $\alpha - \beta$ , com  $\beta$  (eixo imaginário) a  $90^\circ$  de avanço de fase sobre  $\alpha$  (eixo real) utilizando a transformação 3.18. O resultado da transformação de 4.3 e de 4.4 é apresentado em 4.5 e em 4.6.

$$\begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_c = (S_\alpha i_{L\alpha} + S_\beta i_{L\beta}) - i_{dc} \quad (4.6)$$

Da mesma forma o sistema pode ser transformado para do referencial estático,  $\alpha - \beta$ , para um referencial dinâmico a rodar à velocidade síncrona,  $d - q$ , através da transformação 3.19. O resultado é apresentado na expressão 4.7 para os valores de tensão e 4.8 apresenta a equação da malha de corrente. O diagrama de blocos deste modelo é apresentado em [14] e ilustrado na figura 4.9.

$$u_{Ld} = Ri_{Ld} + L \frac{di_{Ld}}{dt} - \omega L i_{Lq} + u_{sd} \quad (4.7)$$

$$u_{Lq} = Ri_{Lq} + L \frac{di_{Lq}}{dt} + \omega L i_{Ld} + u_{sq}$$

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_c = (S_d i_{Ld} + S_q i_{Lq}) - i_{dc} \quad (4.8)$$

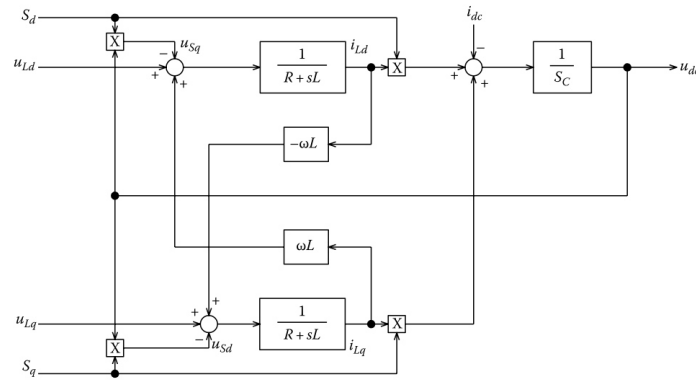


Figura 4.9: Diagrama de blocos do conversor no sistema de coordenadas  $d$ - $q$ . [14]

### 4.3 Métodos de controlo de máquinas síncronas

Aqui serão discutidos alguns pontos relativos ao método de controlo bem como à estabilidade do sistema na presença de condições de vento turbulentas.

Assim, em relação aos métodos de controlo apresenta-se uma análise dos métodos de controlo para o gerador síncrono tendo em conta as suas características e a aplicação específica a que se destinam (geração eólica).

Existem essencialmente dois conjuntos de métodos para o controlo de máquinas: o controlo escalar e o controlo vetorial. O controlo vetorial compreende duas principais soluções sendo elas o *Field Oriented Control*, FOC, e o *Direct Torque Control*, DTC. [16]

O controlo escalar, apesar de simples, apresenta alguma limitação na precisão com que a velocidade é controlada. O binário e o fluxo não podem ser convenientemente controlados durante os regimes transitórios e por isso apresenta uma fraca resposta dinâmica em binário. O controlo vetorial, mais complexo do que o escalar, apresenta diversas vantagens no controlo da máquina. Uma delas é o característico desacoplamento das variáveis envolvidas no controlo de binário e fluxo, permitindo o seu controlo de forma separada. São métodos mais fiáveis no controlo de máquinas. [19]

Para além das vantagens do paragrafo anterior, o FOC apresenta uma resposta de elevada dinâmica, quando comparada com a do controlo escalar, e pode ser aconselhado quando se trata da implementação de uma estratégia de controlo sem sensor de velocidade (*"speed sensorless"*). Desvantagens deste método compreendem uma limitação no controlo dinâmico do binário, relacionada com o facto do binário não ser diretamente controlado, a sensibilidade aos parâmetros da máquina e a existência de um compromisso entre o tempo de subida e o overshoot do sistema.

O DTC apresenta todas as vantagens de um controlo vetorial e com uma estrutura simples demonstra uma rápida resposta dinâmica e linearidade do binário, facilidade na implementação de estimadores de fluxo e de velocidade, não necessitando de sensores de velocidade, é mais robusto à variação dos parâmetros da máquina. [19, 14]

Para a aplicação de métodos de controlo vetorial é necessário o conhecimento da posição do rotor a cada momento, que indica a posição do seu vetor de fluxo e vai permitir a aplicação do vetor de fluxo no estator na direção correta. Esta posição pode ser medida com um encoder absoluto ou incremental, com um resolver ou então pode ser estimada através de abordagens *sensorless* sem sensor de posição).

De seguida é apresentada uma breve descrição destes três métodos e justificada a escolha do método a utilizar.

#### 4.3.1 Modelo mecânico do sistema a controlar

De modo a desenhar a malha de controlo é necessário conhecer e caracterizar o sistema mecânico a controlar e as suas variáveis.

O equilíbrio de forças no sistema é dado pelas equações fundamentais apresentadas em 4.9 e 4.10.  $T_e$  representa o binário elétrico desenvolvido pela máquina,  $T_L$  o binário mecânico aplicado ao gerador, neste caso o binário da turbina eólica,  $J$  é a inércia do sistema,  $P$  o numero de pares de pólos,  $\omega$  a velocidade elétrica e  $k$  o coeficiente de atrito. Na equação 4.10  $\theta$  representa a posição angular do veio.

$$T_e - T_L = \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + \frac{1}{P} k\omega \quad (4.9)$$

$$\theta = \int \omega dt \quad (4.10)$$

É importante ter a equação 4.9 sempre em mente pois é segundo ela que as alterações ocorrem no sistema. Quando, por exemplo, um controlador de velocidade do sistema produz um comando para aumentar a velocidade, o que realmente ocorre é um aumento do binário elétrico, de forma a superar o binário mecânico resistente, deforma a criar um binário de aceleração, igual a  $T_e - T_L$ , que aumenta a velocidade do sistema.



### 4.3.2 Controlo Escalar

O controlo escalar é baseado na relação entre a tensão e a frequência para o regime permanente da máquina e permite o controlo da amplitude e frequência da tensão, corrente e fluxo, não sendo capaz de controlar o regime transitório da máquina.

Este é um método de controlo em malha aberta e admite que a variação do fluxo em regime permanente é igual a zero,  $\frac{d\psi_s}{dt} = 0$ . Então a equação de tensão da máquina vem da forma 4.11 com  $R_s$  sendo a resistência dos enrolamentos,  $\omega_s = 2\pi f_s$  a velocidade angular e  $\lambda_s$  o fluxo. Desprezando a resistência dos enrolamentos e considerando a magnitude de  $v_s$  em 4.11, existe uma relação linear entre a tensão e a frequência apresentada na equação.

$$v_s = R_s i_s + j\omega_s \lambda_s \quad (4.11)$$

$$\frac{v_s}{f_s} = 2\pi \lambda_s = \text{constante} \quad (4.12)$$

Para controlar efetivamente uma máquina com este método é então necessário fornecer uma referência de velocidade que dará origem a uma referência de frequência,  $f_s$ . Multiplicando a  $f_s$  pela constante de 4.12 obtêm-se o vetor de tensão a aplicar à máquina e integrando essa mesma frequência obtêm-se a posição em que esse vetor deve ser aplicado. Estes valores são depois utilizados por um determinado método de modulação para fazer o comando do inversor ou retificador ligado à máquina. [14]

Como se trata de um método de controlo em malha aberta, este não poderá ser implementado na máquina síncrona pois sem a realimentação da posição do rotor da máquina existe um problema de sincronismo que ocorre quando os polos do estator passam os polos do rotor tão rapidamente que os polos do rotor não conseguem acompanhá-los, não produzindo o efeito de tração desejado.

### 4.3.3 Field Oriented Control - FOC

O controlo vetorial permite, para além do controlo da amplitude e frequência das quantidades da máquina, o controlo da posição instantânea dessas quantidades, sendo por isso capaz de efetuar o controlo durante os regimes transitórios. Permitem o desacoplamento entre as variáveis de excitação e binário da máquina, podendo estes ser controlados separadamente. [15].

Assim, a corrente no estator da máquina pode ser decomposta em duas componentes: uma componente de binário,  $I_q$  e uma outra componente de fluxo,  $I_d$  (no referencial  $d-q$ ).

O controlo através do método FOC pode ser classificado também de acordo com a orientação do referencial  $d-q$  utilizado. Se este tiver alinhado com a direção do vetor de fluxo do rotor é chamado de R-FOC e se estiver orientado segundo a direção do vetor de fluxo do estator é chamado de S-FOC.

O R-FOC é conseguido pelo controlo em corrente do conversor através de uma estratégia uma das estratégias PWM apresentadas em 4.5. De acordo com a forma como a posição do rotor é

adquirida, o controle pode ainda ser classificado como direto, se a posição for obtida diretamente por medição ou estimação, ou indireta se a posição for estimada através dos valores de referência e velocidade mecânica. [14, 15]

Para desenhar efetivamente as malhas de controle é necessário então lembrar o modelo da máquina síncrona estudado no capítulo 3. Relembrando então, no referencial  $d - q$ , as equações de tensão são da forma apresentada em 4.13, o fluxo é transcrito em 4.14 e o binário tem a expressão 4.15.

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - w\lambda_q & \Leftrightarrow & \quad v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - wL_q i_q \\ v_q &= R_s i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} + w\lambda_d & \quad v_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + w(\lambda_m + L_d i_d) \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} \lambda_d &= \lambda_m + L_d i_d \\ \lambda_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$T = \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) (\lambda_m I_q + (L_d - L_q) I_q I_d) \quad (4.15)$$

O esquema de controle do método FOC é ilustrado na figura 4.10. Nela pode ver-se que o sistema é composto por duas malhas internas de controle de corrente devido ao desacoplamento entre a corrente de excitação e a corrente de fluxo. Externamente existe uma malha de controle de velocidade sobre a corrente de binário  $i_q$ , com uma dinâmica mais lenta, responsável por fazer convergir o sistema para uma velocidade de referência.

Os controladores, neste caso controladores PI, são aplicados no referencial síncrono  $d - q$  pelo que é necessária uma medição das correntes do estator seguida de uma transformação destas para este referencial. Esta transformação é indicada na figura como  $[T] = [C][D]$ . Da mesma forma, depois de calculados os sinais de controle, estes têm de sofrer novamente a transformada inversa para que se possam aplicar ao circuito de drive do motor através de uma estratégia de modulação. As componentes  $e_d$  e  $e_q$  representam respetivamente a força contra-eletromotriz no eixo  $d$  e  $q$  respetivamente e são definidas como  $e_d = -\omega L_q i_q$  e  $e_q = \omega(L_d i_d + \lambda_m)$ . A inclusão destas componentes no diagrama de controle permitem a eliminação da dependência da tensão  $v_d$  com a corrente  $i_q$  e vice versa, simplificando o processo de sintonização dos parâmetros dos controladores PI.

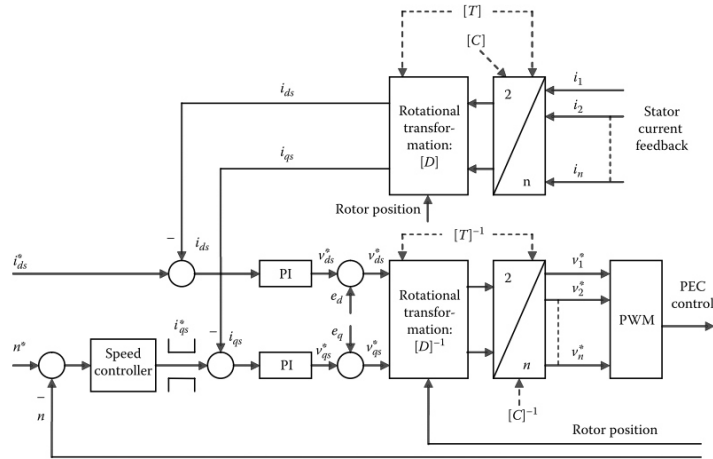


Figura 4.10: Diagrama de blocos da implementação do R-FOC com controlo de corrente. [14]

#### 4.3.4 Direct Torque Control - DTC

No esquema de controlo anterior, o binário da máquina é controlado através do controlo de corrente e o ângulo binário é aquele formado entre o vetor de corrente aplicada e o vetor de fluxo do rotor. Em técnicas DTC, a ideia é a aplicação direta de um controlo de binário fazendo a realimentação, não das correntes do estator, mas do binário instantaneamente produzido na máquina, estimado através das quantidades elétricas. Tipicamente estes métodos fazem uso de um ângulo diferente de binário que é o ângulo entre o vetor de fluxo do estator e o vetor de fluxo do rotor.

As equações da máquina a controlar foram lembradas no ponto anterior em 4.13, 4.14 e 4.15. O seu esquema de controlo está presente na figura 4.11.

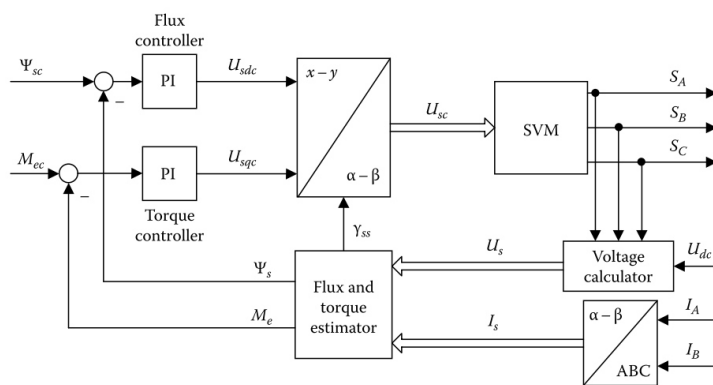


Figura 4.11: Diagrama de blocos da implementação de um método DTC. [14]

Tal como anteriormente, depois de efetuar a medição de corrente e tensão estas são convertidas para o referencial  $d-q$  e entregues a um bloco responsável pela estimação do fluxo e do

binário e do ângulo de transformação. As componentes estimadas são comparadas com os sinais de referência e o erro resultante é variável de entrada de um controlador, neste caso um controlador linear PI, que produz os sinais de controle a aplicar na máquina. Estes sinais sofrem depois uma transformação inversa para o referencial  $abc$  ou  $\alpha - \beta$  de acordo com o tipo de modulação a efetuar. No caso representado é feita a transformação para  $\alpha - \beta$  pois a modulação aplicada é uma modulação vetorial SVM (*space vector modulation*), no entanto a estratégia de modulação aplicada é independente do método de controle utilizado.

Outras formas de aplicar o DTC dispensam a utilização do estágio de modulação aplicando as variáveis de controle diretamente através de controladores de histerese e *lookup tables*. No entanto, desta forma a frequência de comutação varia com a velocidade e a carga aplicada à máquina, o que dificulta o processo de filtragem. Há uma distorção da corrente e binário causada pela mudança do setor onde se encontra o vetor de fluxo, problemas no arranque e a baixas velocidades e é necessária uma elevada frequência de amostragem para a implementação dos controladores de histerese. O *ripple* de binário é imposto neste caso pela banda de histerese. [14]

#### 4.3.5 Conclusão

Assim, devido à natureza do sistema que se quer implementar onde a variável a controlar (velocidade) está relacionada diretamente com o binário, adota-se o método que melhor resposta dinâmica apresenta nesta variável. Isto e a maior robustez aos parâmetros da máquina levam à escolha do DTC como método de controle.

No entanto, o esquema de controle adotado é ligeiramente diferente do apresentado na figura 4.11 sendo que o ângulo de transformação resultado de uma medição direta com um sensor de posição ou velocidade colocado no veio da máquina. A referência de binário é resultado de uma malha de controle externa de velocidade.

### 4.4 Controladores PI

Existem vários tipos de controladores que podem ser utilizados nos métodos apresentados em 4.3 de entre os quais se pode referir os controladores PID, PI, Fuzzy, controle em *sliding-mode*, Redes Neurais e controle adaptativo. [16]

Neste trabalho apenas os controladores PI foram utilizados devido às sua característica lineares, simplicidade e facilidade de implementação apesar de não possuir a melhor performance. Necessita de menor capacidade de processamento que os outros métodos.

Este controlador calcula um sinal de comando em função de um sinal de erro presente na sua entrada e a sua expressão é apresentada em 4.16 onde  $K_p$  é o ganho proporcional,  $T_i$  a constante de tempo do integrador e  $e(t)$  o sinal de erro. O ganho integrativo, comumente designado de  $K_i = \frac{K_p}{T_i}$ .

$$PI_o = K_p \left( e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau \right) \quad (4.16)$$

Esta é também a expressão do bloco controlador PI no software de simulação PSIM.

O processo a controlar não é linear, no entanto, é possível mesmo assim a aplicação de um controlador linear pela linearização do processo numa vizinhança do ponto de funcionamento. Assim, para garantir uma elevada performance do método de controlo, é colocado um limitador a seguir ao controlador para garantir que o limite máximo de corrente nos enrolamentos do estator não é excedido e a estabilidade do sistema é mantida.

Este tipo de controladores tem o objetivo de minimizar o erro presente na sua entradas e as suas constantes definem a forma como a correção do erro é feita: mais rápida ou mais lentamente, com mais ou menos *overshoot*, tempo de estabelecimento, erro em regime permanente. parâmetro tem ainda influencia na estabilidade do sistema.

Na tabela 4.1 apresenta-se um resumo da influencia dos parâmetros do PI na resposta do sistema.

Tabela 4.1: Influencia dos parâmetros do PI na resposta do sistema. [16]

Parâmetro	Tempo de subida	Overshoot	Tempo de estabelecimento	Erro em regime permanente	Estabilidade
$K_p$	Diminui	Aumento	Pequeno aumento	Diminui	Degrada
$K_i$	Diminui	Aumento	Aumento	Diminui significativamente / Elimina	Degrada
$K_d$	Pequena diminuição	Diminui	Diminui	Teoricamente sem efeito	Pequeno melhoramento

Esta tabela ganha particular importância no processo de sintonização manual dos controladores do sistema pois permite antecipar a resposta do sistema a uma determinada variação dos parâmetros.

Uma forma de sintonizar os controladores é pelo método de Ziegler-Nichols que permite a sintonização de controladores P, PI e PID. Este método processa-se da seguinte forma: Começando com o ganho proporcional e integrativo a zero é aumentado o ganho proporcional até que a resposta do sistema comece a oscilar. Neste momento toma-se nota do ganho proporcional aplicado,  $K_{pmax}$  e do período de oscilação,  $P_u$ . Segundo a tabela 4.2 e de acordo com o controlador utilizado são então ajustados os ganhos do controlador.

O método de Ziegler-Nichols foi utilizado no processo e sintonização inicial dos controladores no entanto o processo foi finalmente adaptado manualmente e tendo em conta a tabela 4.1, aumentando o ganho proporcional de forma a levar o sistema para o *setpoint* desejado, ainda que

Tabela 4.2: Parâmetros segundo o método Ziegler-Nichols. [16]

Controlador	$K_p$	$K_i$	$K_d$
P	$0.5K_{p \max}$	-	-
PI	$0.45K_{p \max}$	$1.2K_{p \max}/P_u$	-
PID	$0.6K_{p \max}$	$2K_{p \max}/P_u$	$K_{p \max}P_u/8$

com uma fraca resposta dinâmica. De seguida, para diminuir o erro em regime permanente é aumentada a componente integrativa o que pode provocar algum *overshoot*. Sendo este o caso deve ser diminuída a componente proporcional para reduzir o *overshoot*. Desta forma os controladores são sintonizados de forma iterativa e empírica pelo ajuste dos parâmetros em simulação e análise dos resultados da resposta.

## 4.5 Métodos de modulação

Em 4.3 foram apresentadas formas de controlar a maquina síncrona de forma a desenvolver a velocidade ou binário de acordo com o comando desejado. Esses métodos produzem sinais de controlo resultado de uma minimização do erro pelos controladores PI entre uma variável de referência e a variável estimada ou medida. No entanto, e porque o inversor possui apenas oito vetores de tensão que pode aplicar na máquina síncrona (sendo dois deles nulos), esses sinais de controlo necessitam de ser modulados, alternando a aplicação dos vetores disponíveis de modo a que o valor médio dos vetores aplicados ao longo do tempo se aproxime do valor de referência calculado no método de controlo.

De seguida serão analisados os métodos de modulação mais usuais, cada um com um diferente principio de funcionamento, modo de implementação e performance. A escolha depende do tipo de aplicação, potência e regime dinâmico necessário para a aplicação. [14]

### 4.5.1 Modulação por onda quadrada

É o método mais simples de implementar. Baseia-se na comparação da onda de referência a aplicar com uma constante (massa), resultando numa onda quadrada com a frequência da onda original. Deste modo, A tensão de cada fase do inversor é alternada entre o valor zero e  $V_{DC}$  a cada meio ciclo da frequência fundamental, ou seja, quando a tensão de referência é positiva,  $V_{DC}$  aparece na saída do inversor e quando é negativa aparece o valor zero.

Na figura 4.12 pode ver-se as formas de onda produzidas com este método de modulação. A onda resultante da modulação para a fase  $b$  e  $c$  são as que mesmas que para a fase  $a$  sendo que existe um desfasamento de  $\pm 120^\circ$  resultante do desfasamento entre os sinais de comando. Pode Ainda ver-se a forma de onda composta,  $V_{ab}$ , a ser aplicada à carga bem como a forma de onda aplicada em uma fase se a carga for conectada em estrela.

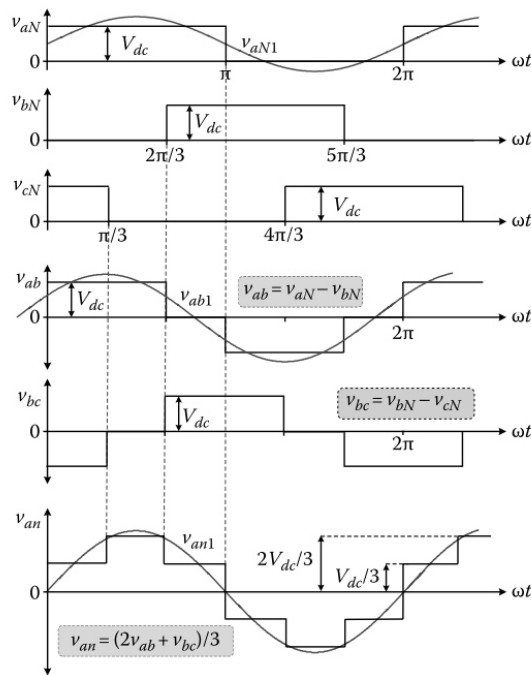


Figura 4.12: Formas de onda resultantes da modulação por onda quadrada. [14]

De notar que quanto maior for o numero de níveis do conversor, melhor será a aproximação da onda de saída à curva sinusoidal respetiva, o que provoca um melhoramento da taxa de distorção harmónica da onda de saída. Segundo [14] a taxa de distorção harmónica ou THD (*total harmonic distortion*) provocada por este método de modulação na tensão composta ( $V_{ab}$  por exemplo) é de 31

Devido à elevada THD, a modulação por onda quadrada possui baixo fator de qualidade de energia, pois a comutação é efetuada à frequência fundamental. É apenas utilizada em drives de baixa performance dinâmica muito devido à sua simplicidade, eficiência e baixo custo.

#### 4.5.2 Modulação Sinusoidal

A modulação sinusoidal tem um principio de funcionamento semelhante ao método de modulação apresentado anteriormente em 4.5.1. Neste método, a onda de comando é também comparada, mas agora com uma portadora de alta frequência. O resultado é a modulação da portadora num sinal com um determinado numero de níveis e com largura de impulsos variável de modo que a média da tensão aplicada num determinado intervalo temporal iguale o sinal de referência. A largura dos impulsos é comumente chamada de *duty-cycle*. Quanto maior a frequência da portadora, maior será a aproximação da média ao sinal de referência.

A modulação sinusoidal pode ser classificada ainda como bipolar, se a tensão de saída alternar entre valores positivos e negativos, unipolar, se a tensão de saída alternar entre valores positivos

ou negativos e zero, ou multi-portadora se for utilizada mais do que uma portadora (estratégia utilizada em conversores multi-nível).

Na figura 4.13 encontra-se uma representação das formas resultantes da modulação sinusoidal para um sistema trifásico equilibrado.

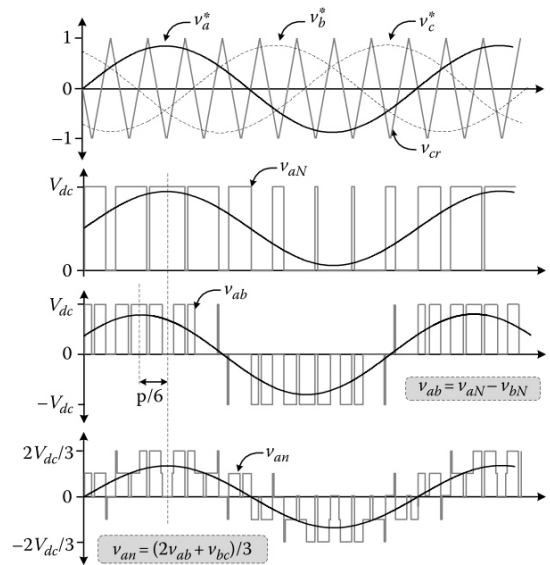


Figura 4.13: Formas de onda resultantes da modulação sinusoidal. [14]

É importante definir dois índices característicos da modulação: o índice de modulação em amplitude,  $m_a$ , e o índice de modulação em frequência,  $m_f$ , apresentados em 4.17, onde  $\hat{v}^*$  representa o valor de pico da onda de referência,  $\hat{v}_{cr}$  é o valor de pico da portadora,  $f_{cr}$  a frequência da portadora e  $f_1$  a frequência fundamental da onda de referência.

$$m_a = \frac{\hat{v}^*}{\hat{v}_{cr}} \quad m_f = \frac{f_{cr}}{f_1} \quad (4.17)$$

O índice de modulação em frequência é torna-se importante na medida em que é um indicador da posição do conteúdo harmónico gerado pelo conversor no espectro. Por exemplo, com um índice de modulação,  $m_f = 20$ , o harmónico de maior amplitude está localizado em  $n = 20$  com harmónicos laterais em  $n = m_f \pm 2$  e  $n = m_f \pm 4$ . As bandas laterais aparecem também em torno dos múltiplos de  $m_f$  para  $2m_f$ ,  $3m_f$ , e assim sucessivamente. Quanto maior for  $m_f$  menor será a amplitude do harmónico mais forte e maior será a frequência a que este se manifesta.

No caso da aplicação deste tipo de modulação a um sistema trifásico equilibrado, existe a vantagem de o harmónico dominante ser eliminado na tensão composta pois é comum a todas as fases e para além disso, se a carga for conectada em estrela o número de níveis de tensão é aumentado para cinco, o que provoca uma melhoria da THD e reduz a magnitude da variação de tensão,  $\frac{dv}{dt}$ . [14]



Devido ao aumento da frequência de comutação há também um aumento das perdas de comutação, que em aplicações de elevada potência pode ser crítico. Por outro lado, ao utilizar uma frequência de comutação mais baixa, surgem problemas com o desenho dos filtros necessários tornando estes mais volumosos e mais caros. É necessário então efetuar uma análise custo-benefício na escolha da frequência de comutação. [16]

### 4.5.3 Modulação SVM

A modulação SVM (*space vector modulation*) é um outro tipo de modulação usado para gerar os sinais de para comandar os semicondutores. A grande diferença neste método é que o cálculo dos tempos de comutação é baseado na representação trifásica vetorial da referência e no estado de comutação do inversor.

Os vetores espaciais do inversor podem ser definidos no plano  $\alpha - \beta$  como demonstrado em 4.18. Onde  $v_{aN}, v_{bN}, v_{cN}$  representam as tensões por fase na saída do inversor,  $a$  representa um desfasamento de  $120^\circ$  entre as componentes e  $S_a, S_b, S_c$  os sinais de comando para cada ramo do inversor, identificando o semicondutor superior.

$$v_s = \frac{2}{3}[v_{aN} + av_{bN} + a^2v_{cN}] = \frac{2}{3}V_{dc}[S_a + aS_b + a^2S_c] \quad (4.18)$$

$$a = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

Desta forma, e substituindo  $S_a, S_b, S_c$  por todas as combinações possíveis obtêm-se um conjunto de 8 vetores que defines os estados possíveis de saída do inversor, dos quais 2 vetores nulos e 6 vetores de magnitude  $\frac{2}{3}V_{dc}$  desfasados  $60^\circ$  entre si, dividindo o plano em 6 setores. Na figura 4.14 pode vista uma representação no plano  $\alpha - \beta$  deste conjunto de vetores.

O vetor  $V_s^*$  representado na figura é o vetor de referência e o seu ângulo como eixo  $\alpha$  determina o setor a que este pertence. O valor da sua magnitude pode ser obtido pela média da aplicação dos vetores adjacentes do setor e do vetor nulo ao longo de um período de modulação. Segundo o tempo que cada vetor espacial está ativo, o vetor de referência é definido em 4.19 para um período de modulação.  $v_k$  e  $v_{k+1}$  representam os vetores adjacentes ao sector,  $t_k$  e  $t_{k+1}$  os tempos em que são aplicados e  $T_m$  o período de modulação.

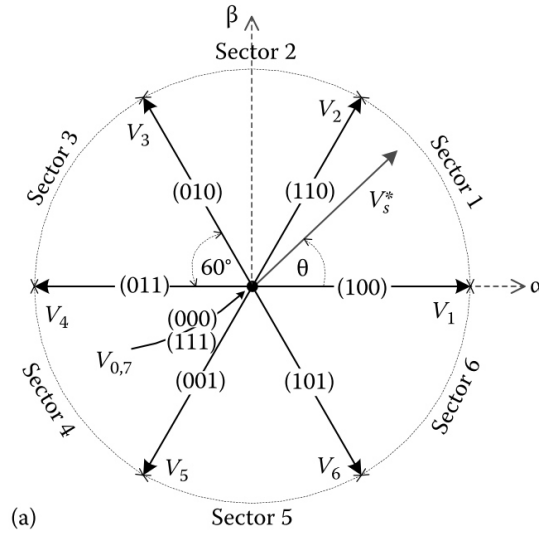


Figura 4.14: Representação no plano dos vetores espaciais possíveis no inversor. [14]

$$v_s^* = \frac{1}{T_m} [t_k v_k + t_{k+1} v_{k+1} + t_0 v_0] = \frac{2}{3} V_{dc} [S_a + a S_b + a^2 S_c] \quad (4.19)$$

$$T_m = t_k + t_{k+1} + t_0$$

Resta então calcular o *duty-cycle* dos vetores adjacentes do setor para obter o vetor de referência. Isto é feito através das expressões apresentadas em 4.20, obtidas através o ângulo do vetor de referência em determinado setor e de relações trigonométricas para obter a projeção do vetor de referência nos vetores adjacentes ao setor. Explicação mais detalhada em [14].

$$t_k = \frac{3T_m |v_s^*|}{2V_{dc}} \left\{ \cos(\theta - \theta_k) - \frac{\sin(\theta - \theta_k)}{\sqrt{3}} \right\}$$

$$t_{k+1} = \frac{3T_m |V_s^*|}{V_{dc}} \frac{\sin(\theta - \theta_k)}{\sqrt{3}} \quad (4.20)$$

$$t_0 = T_m - t_k - t_{k+1}$$

Por fim é necessário definir a sequência em que os vetores vão ser aplicados ao inversor de forma a tentar reduzir o numero de comutações e as perdas de comutação. A sequência de comutação pode compreender 5 ou 7 segmentos dependendo se são usados os dois vetores nulos ou apenas um deles.

De forma a manter as formas de onda simétricas há uma troca entre o vetor ativo que é gerado primeiro quando se passa de um setor ímpar para um setor par. Na figura 4.15 é apresentado o exemplo de uma sequência de comutação com 5 segmentos entre dois setores adjacentes.

Um método que permite a redução da frequência de comutação, e por isso das perdas de comutação, é chamado SVM descontínuo. Este parte do princípio que uma determinada fase pode ser mantida constante durante dois setores, ou seja, sem comutação. Assim, a escolha do vetor nulo a aplicar pode ser feita admitindo que para  $V_0 = (0, 0, 0)$ :

- a componente da fase c de todos os vetores gerados no setor 1 e 2 é sempre zero;
- a componente da fase a de todos os vetores gerados no setor 3 e 4 é sempre zero;
- a componente da fase b de todos os vetores gerados no setor 5 e 6 é sempre zero;

e para  $V_1 = (1, 1, 1)$

- a componente da fase a de todos os vetores gerados no setor 6 e 1 é sempre um;
- a componente da fase b de todos os vetores gerados no setor 2 e 3 é sempre um;
- a componente da fase c de todos os vetores gerados no setor 4 e 5 é sempre um;

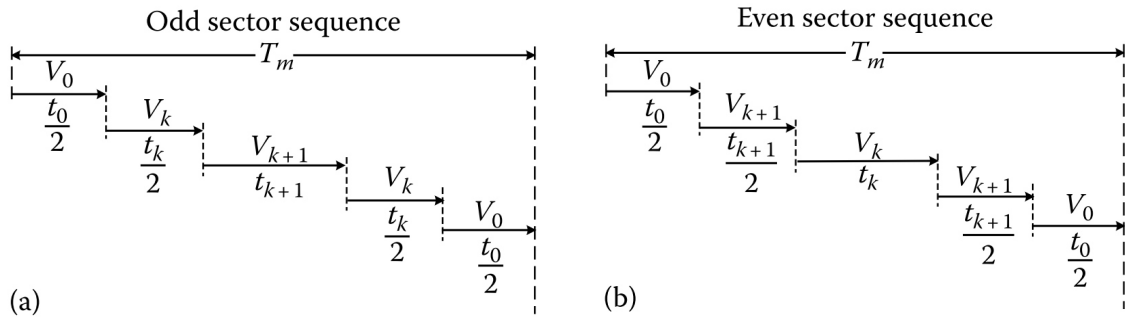


Figura 4.15: Representação da sequência de comutação para um setor ímpar, (a), e um setor par, (b). [14]

#### 4.5.4 Sobremodulação e injeção do 3º harmónico

Quando a amplitude da onda moduladora (sinal de referência) supera a amplitude da portadora, estamos perante um caso de sobre-modulação, em que o índice de modulação em amplitude,  $m_a > 1$ . Esta situação não é normalmente desejável, pois nesta região há uma perda de linearidade e saturação, sendo que não pode ser garantida a equivalência do valor médio da onda modulada com

o valor da referência que lhe deu origem. Para além disso, este processo introduz harmónicos de baixa ordem na tensão de saída que não serão filtrados pela carga e por isso aparecerão na corrente de saída.

No entanto, a sobre-modulação permite um aumento da tensão de saída para uma mesma tensão do barramento DC.

De modo a ter este aumento da tensão de saída sem perda de linearidade é utilizada a injeção de uma componente homo-polar como estratégia para manter o índice de modulação em amplitude dentro dos limites,  $m_a \leq 1$ . A injeção da componente homo-polar não aparece refletida na onda de tensão à saída do inversor pois esta componente é eliminada no sistema trifásico equilibrado. Tipicamente este processo é efetuado pela injeção do 3º harmónico ou a sequência de injeção min-max, cujo princípio é o mesmo.

A injeção do terceiro harmónico funciona pela adição do terceiro harmónico do sinal de referência a este, formando uma nova referência de tensão que permite um aumento do ganho para a saída. O terceiro harmónico encontra-se em fase com a referência. A figura 4.16 demonstra o efeito de sobre-modulação pela injeção do terceiro harmónico.

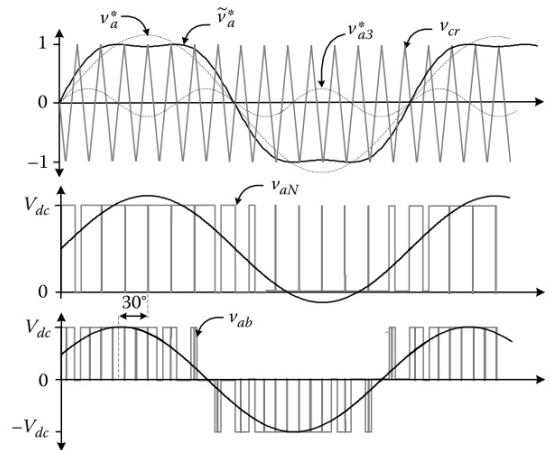


Figura 4.16: Formas de onda da sobre-modulação por injeção do terceiro harmónico. [14]

Há ainda um limite a estabelecer para a máxima amplitude que a fundamental e o terceiro harmónico podem ter. Este é fixado pelo máximo da expressão 4.21 que ocorre em  $\pi/3$  com  $v_{a3}^* = v_a^*/6$ , o que corresponde a um máximo para a fundamental de  $1,1547 \times \hat{v}_{cr}$ , ou seja, 15,47% de amplitude adicional em relação à portadora.

$$\tilde{v}_a^* = v_a^* \sin(\omega t) + v_{a3}^* \sin(3\omega t) \quad (4.21)$$

#### 4.5.5 Eliminação seletiva de harmónicos

Esta é uma estratégia desenvolvida para aplicações de elevada potência em que as perdas de comutação a elevadas frequências são consideráveis e uma redução da frequência de comutação prejudica gravemente o conteúdo harmónico na saída do inversor.

A eliminação seletiva de harmónicos (SHE - *selective harmonic elimination*) é uma estratégia de PWM que consiste no calculo antecipado dos ângulos de comutação para eliminar harmónicos de ordem mais baixa e manter o seguimento da referência. Isto é feito pela decomposição do sinal de referência na sua série de fourrier e igualando as componentes harmónicas indesejadas a zero, eliminando estas. tipicamente são eliminados o 5º e o 7º harmónico, pois não existem harmónicos pares devido à simetria de meia onda e os harmónicos de tripla frequência são eliminados no sistema trifásico.

Por cada  $k$  ângulos que se utilizam é possível a eliminação de  $k - 1$  harmónicos, mantendo o controlo da componente fundamental.

A figura 4.17 demonstra as formas de onda obtidas pela aplicação deste método com três ângulos de comutação para cada quarto de ciclo.

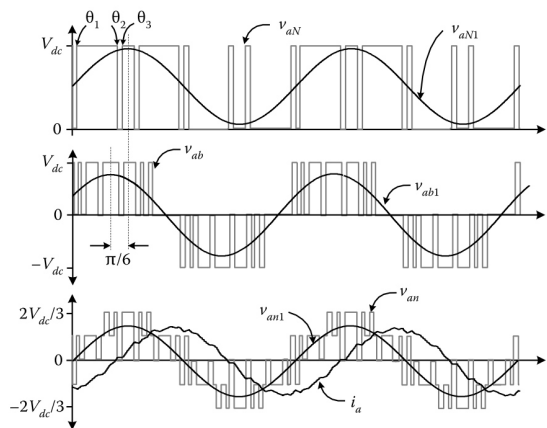


Figura 4.17: Formas de onda da sobre-modulação por eliminação seletiva de harmónicos. [14]

A grande desvantagem deste método é que o calculo dos ângulos de comutação não pode ser efetuado online e por isso são calculados previamente e alocados numa *lookup table*.

Este, método não é aconselhado para drives de motores de elevada performance e velocidade variável pois os ângulos da *lookup table* foram calculados assumindo quantidades sinusoidais em regime permanente. Por isso, em condições de frequência e amplitude variável os ângulos calculados previamente já não serão ótimos e harmónicos de baixa ordem aparecem. [14]

#### 4.5.6 Conclusão

As características do sistema a implementar podem resumir-se da seguinte forma: sistema de baixa potência; maior qualidade de energia possível; baixo custo, elevado rendimento, sistema de velocidade variável - controlo da máquina para o seguimento do máximo ponto de potência da turbina.

Apresentadas as características de cada método de modulação e fazendo uma análise com base nas necessidades do sistema foi efetuada uma escolha sobre o método de modulação a utilizar.

Pretendendo um sistema de elevada qualidade de potência, naturalmente é eliminada a hipótese de utilização de uma modulação por onda quadrada. Sendo um sistema de baixa potência a utilização de uma frequência elevada não se revela um problema e se trata de uma aplicação de velocidade variável, exclui-se então a utilização do método de eliminação seletiva de harmónicos. Como se trata do controlo de um inversor para retificar a energia de um gerador não se revela necessário o ganho adicional de 15,47% que a injeção do 3º harmónico oferece pelo que sendo um método mais complexo não se optou pela utilização deste método. Qualquer um dos restantes podia ser utilizado, no entanto, face ao maior grau de simplicidade do SPWM (Modulação sinusoidal PWM) face ao SVM foi então escolhido o método de modulação sinusoidal dos sinais calculados no método de controlo.

### 4.6 Estratégias de controlo para máquinas síncronas

A dinâmica de controlo de binário apresenta uma importância reforçada na medida em que o sistema deve ser capaz de responder às perturbações externas geradas pela turbulência do vento sem perda de sincronismo e com o melhor rendimento possível. A dinâmica de resposta do sistema determina a necessidade, ou não, do reforço da corrente de fluxo do sistema para o tornar estável e robusto a perturbações sendo que este reforço resulta numa diminuição do rendimento do sistema. De outra forma, garantindo a resposta do binário elétrico do sistema é mais rápida que o binário da perturbação no sistema, o sistema manter-se-á estável e não haverá perda de sincronismo, admitindo que o sistema consegue produzir binário suficiente para responder à perturbação.

Diferentes estratégias de controlo são analisadas neste capítulo e uma escolha é feita em relação à estratégia mais apropriada para o sistema objeto desta dissertação.

#### 4.6.1 *Maximum Torque-per-Amprere Control*

Para um determinada binário e velocidade é possível desenhar a curva característica da corrente da corrente do estator em função do ângulo da corrente,  $\alpha_i^e$ , definido na figura 3.4.

Essa curva é representada na figura 4.18, onde se pode ver que existe um valor  $\alpha_i^e$  para o qual a corrente necessária na produção do mesmo binário é mínima. Assim, pode ser definido uma relação de máximo binário para uma determinada corrente e o MTPA é no fundo a manutenção dessa relação para qualquer condição de operação.

A expressão 4.22 é resultante da maximização da relação binário-corrente em relação ao ângulo  $\alpha_i^e$ . A relação entre a corrente  $i_d$  e  $i_q$  para a condição de MTPA é dada por 4.23.

$$\cos\alpha_i^e = \frac{-\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 - 8(L_d - L_q)^2 i^2}}{4(L_d - L_q)i} \quad (4.22)$$

$$i_d = \frac{\lambda_m}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\lambda_m^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \quad (4.23)$$

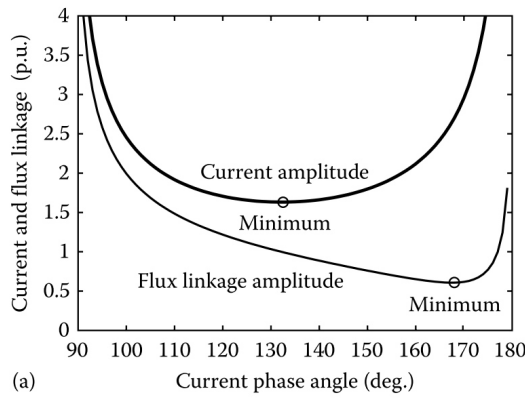


Figura 4.18: Corrente e fluxo, para um binário e velocidade constante, em função do ângulo de corrente,  $\alpha_i^e$  [14]

Quando considerado um limite para a corrente, o máximo binário que pode ser extraído com essa corrente é atingido através do controlo MTPA. [14]

Este método apenas pode ser utilizado em máquinas com  $L_d \neq L_q$ , de outra forma o algoritmo é igual ao controlo do ângulo de corrente a 90 graus apresentado em 4.6.5. [16]

#### 4.6.2 Flux Weakening Control - FWC

Quando o ângulo  $\alpha_i^e$  é aumentado há um enfraquecimento do campo refletido na diminuição do fluxo,  $\lambda$ . A estratégia de controlo por enfraquecimento de campo assenta no ajuste da componente  $\lambda_d$  do fluxo pela injeção de uma componente  $i_d$  negativa, permitindo assim um aumento de velocidade para além da nominal e ainda assim mantendo a tensão nominal.

Sendo o fluxo total dado por 4.24 e equação que relaciona a tensão nominal, a velocidade e o fluxo é dada por 4.25 e define uma série de elipses no plano  $(i_d - i_q)$ , cujo tamanho depende da velocidade. Na figura 4.19 pode ver-se uma representação destas curvas de tensão com centro em F. Quando a velocidade tende para infinito, o vetor de corrente tende para o centro, F,  $i_d$  tende para  $-\lambda_m/L_d$  e  $i - q$  para zero.

$$\lambda = \sqrt{(\lambda_m + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (4.24)$$

$$\left(\frac{V_N}{\omega}\right)^2 = (\lambda_m + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2 \quad (4.25)$$

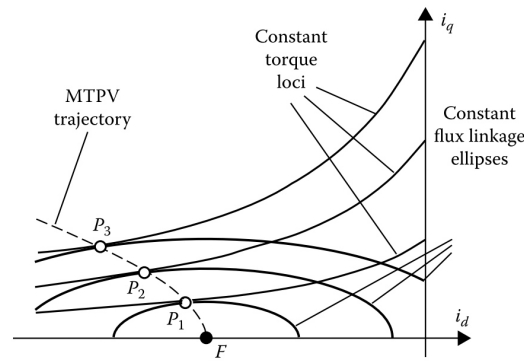


Figura 4.19: Curvas do vetor de corrente para o controle MTPV. [14]

#### 4.6.3 Maximum Torque-Per-Voltage - MTPV

Na figura 4.18 pode ver-se ainda que existe um fluxo mínimo para a produção de um determinado binário, o que implica também uma tensão mínima para a produção desse binário. Surge então o controle de máximo binário por tensão cujas componentes de corrente para um determinado fluxo são dadas por 4.26.

$$\begin{aligned} i_d &= -\frac{\lambda_m + \Delta\lambda_d}{L_d} \\ i_q &= \frac{\sqrt{\lambda^2 - \Delta\lambda_d^2}}{L_q} \\ \Delta\lambda_d &= \frac{-L_q\lambda_m + \sqrt{(L_q\lambda_m)^2 + 8(L_q - L_d)^2\lambda^2}}{4(L_q - L_d)^2} \end{aligned} \quad (4.26)$$



#### 4.6.4 Maximum Efficiency and Loss Minimization Control

Mais uma vez, para um binário e uma velocidade constante, a figura 4.20 apresenta as curvas de perdas joule e perdas no ferro em função do ângulo da corrente,  $\alpha_i^e$ , bem como as perdas totais.

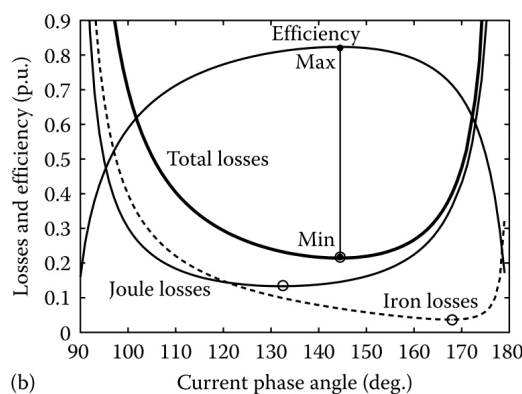


Figura 4.20: Perdas e rendimento, para um binário e velocidade constante, em função do ângulo de corrente,  $\alpha_i^e$ . [14]

Por observação da figura e comparação com a figura 4.18, percebe-se que existe uma relação entre as perdas no cobre e no ferro com o controlo MTPA e o controlo MTPV. De facto o controlo MTPV corresponde às perdas mínimas no ferro e o controlo MTPA corresponde às perdas mínimas no cobre. É possível então calcular o ângulo de corrente,  $\alpha_i^e$ , que minimize as perdas, correspondente à máxima eficiência na figura 4.20.

Garantir esta condição de operação para qualquer condição de velocidade e binário é possível e depende de ambas essas variáveis. Para a velocidade zero a minimização das perdas corresponde à trajetória do controlo MTPA, minimização de perdas no cobre, e para uma velocidade a tender para infinito corresponde à trajetória da corrente para o controlo MTPV.

#### 4.6.5 Controlo de corrente a 90 graus

Este método coloca a cada momento o vetor de corrente com 90° de avanço de fase sobre o vetor de fluxo. Considerando que o fluxo dos ímanes permanentes assenta sobre o eixo  $d$  do referencial  $d-q$ , isto significa que a componente direta da corrente do estator,  $i_d$  é sempre nula. Significa também que o binário desenvolvido pela máquina será máximo, pois a corrente  $i_s = i_q$  e  $i_d = 0$  como pode ser observado pela expressão do binário em 4.15.

Desta forma, o binário é diretamente proporcional a  $i_q$  e pode ser controlado por atuação direta na corrente.

Se os valores vierem em p.u. (sistema por unidade), os valores de  $i_q$  e  $T_e$  são iguais. [16] Com  $i_d = 0$  as equações de tensão da máquina apresentadas em 4.13 são reescritas em 4.27 para o regime permanente da máquina.

Esta é uma estratégia mais simples na medida em que não é necessário calcular a corrente  $i_d$  a aplicar à máquina.

$$v_d = -\omega_e L_q I_q \quad (4.27)$$

$$v_q = R_s I_q + \omega_e \lambda_m$$

Esta estratégia de controle tem o problema de o fator de potência diminuir com o aumento da velocidade e com o aumento da corrente, tal como pode ser deduzido pela expressão 4.28, onde  $I_{qn}$  representa a corrente  $I_q$  em (p.u.).

$$\cos\phi = \frac{v_q}{v_s} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{(L_q I_{qn})^2}{\left(1 + \frac{R_s I_{qn}}{\omega_e}\right)^2}}} \quad (4.28)$$

#### 4.6.6 Controle de fluxo a 90 graus

O binário pode ser escrito de forma depender do ângulo do fluxo. É possível ainda demonstrar que esse binário é máximo quando o fluxo se encontra a 90 graus, ou seja, sobre o *eixo*  $-q$ . [15]

Esta estratégia assenta no controle do fluxo total da máquina,  $\lambda = \lambda_r + \lambda_s$  (fluxo do rotor + fluxo do estator), colocando este em 90° de avanço de fase face ao *eixo*  $-d$  do plano  $d-q$ . Isto implica que a componente  $i_d$  da corrente tem de ser de tal forma que anule o fluxo sobre o *eixo*  $-d$ ,  $\lambda_d = 0$ . As expressões em 4.29 definem o módulo e fase do fluxo total,  $\lambda$ , no referencial  $d-q$ .

$$|\lambda| = \sqrt{(\lambda_d)^2 + (\lambda_q)^2} = \sqrt{(L_q I_q)^2 + (L_d i_d + \lambda_m)^2} \quad (4.29)$$

$$\angle\lambda = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_q}{\lambda_d} \right)$$

Em comparação com o método controle de corrente a 90 graus, este método, apesar de apresentar um pequeno *overshoot* e possuir uma corrente de arranque superior, apresenta uma diminuição da corrente em regime permanente entre 12 e 15%. O problema da elevada corrente de arranque pode ser resolvido pela aplicação gradual da corrente  $i_d$  em rampa, reduzindo a corrente inicial. [15]

## 4.7 Estimação da posição do rotor

Como visto a posição do rotor é um elemento importante no controlo da máquina síncrona. Chamados de métodos diretos para a obtenção da posição do rotor, a estimação da posição não requer o uso de nenhum sensor para além dos usados para medir as tensões e correntes na máquina.

A medição de velocidade sem recorrer a sensores é uma mais valia no que respeita a redução de custos e eliminação de erros de medição. Elimina a necessidade de sensores mecânicos e o ruído e falta de robustez associado a estes, cablagem adicional para o sensor e reduz as necessidades de manutenção.

Uma forma de medir a velocidade consiste em tirar partido do momento de inércia do sistema e por uma fração de segundo medir variáveis de tensão e corrente. A frequência destas variáveis seria indicadora da velocidade a que o sistema roda. Segundo [16], os métodos podem ser divididos em: 1- Estimadores de força contra-eletromotriz; 2- Observadores de estado; 3- Observadores em sliding-mode; 4- Injeção de sinais de alta frequência e; 5- Baseados em algoritmos PLL (*phase lock loop*).

Os estimadores de força contra-eletromotriz, como dito, funcionam através da medição das variáveis elétricas da máquina, de modo a obter a direção e magnitude do vetor de fluxo na máquina nas coordenadas  $\alpha - \beta$ . O ângulo do rotor é dado pelo ângulo do vetor de fluxo e a velocidade resulta da sua primeira derivada.

A precisão com que a posição é adquirida depende da precisão com que as tensões e correntes são medidas e para baixas velocidades essa precisão é reduzida devido à redução da sua amplitude. Assumindo que a variação da velocidade é nula é um fator que, neste método, influencia a também a precisão.

Os observadores de estado são um método de estimação em malha fechada e permitem obter a posição do vetor de fluxo através de variações nos parâmetros da máquina como é a variação das indutâncias devido à saturação dos circuitos magnéticos. Alguns métodos incluem o INFORM (*Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement*), baseado na medição em tempo real das indutâncias, ELO (*Extended Luenberger Observer*), aplicável a sistemas determinísticos, não lineares e variantes no tempo e o EKF (*Extended Kalman Filter*), um estimador de estado recursivo. O grande problema destes métodos é a necessidade de um modelo dinâmico preciso da máquina que considere a variação de parâmetros com a temperatura por exemplo. [15]

Os observadores em sliding-mode são um método de estimação robusto a perturbações e variação de parâmetros da máquina. O seu funcionamento é baseado nas variáveis de estado da máquina pela definição de uma superfície limitada, semelhante a um controlador de histerese. A variável de controlo é forçada a 'deslizar' sobre essa superfície, dentro dos limites estipulados. A filtragem dos sinais para estimação fica a cargo do estimador, pelo que este necessita de boa capacidade de filtragem implementada com filtros digitais.

O método de estimação por injeção de sinais a alta frequência baseia-se na injeção de um sinal de elevada frequência em uma das fases, assumindo que esta é a direção do vetor de fluxo do rotor. O passo seguinte é a medição da corrente e o resultado dessa medição determina a posição do

rotor: O pico da corrente ocorre quando a indutância é menor, ou seja, na direção de  $L_d$  (*eixo-d*), ao passo que será mínima quando se encontra na direção de  $L_q$  (*eixo-q*). Esta técnica só é válida para máquinas onde  $L_d \neq L_q$ . Esta técnica necessita de uma medição precisa e rápida e de uma capacidade de processamento elevada, o que agrava o custo. A sua aplicação pode causar um aumento no *ripple* do binário, vibração e ruído.

O método de estimação baseado em PLL opera pela estimação da posição do referencial  $d$ - $q$  e sincronização deste com o referencial real da máquina nas mesmas coordenadas. Isto é feito pela estimação da posição do vetor da força contra-eletromotriz gerada pelos ímanes permanentes do rotor e pelo controlo da sua componente no *eixo-d* para zero. Isto significa que a força contra-eletromotriz fica sobre o *eixo-q*, 90° atrasado do fluxo que lhe deu origem e portanto os referenciais ficam alinhados.

A força contra-eletromotriz estimada é comparada com a referência (zero) e o erro entra num controlador PI, cuja saída é a velocidade estimada e por integração resulta na posição estimada.

É um método robusto mas com alguma imprecisão a baixas velocidades. É necessária uma velocidade mínima para que a força contra-eletromotriz tenha amplitude suficiente para ser medida.

Os métodos de estimação da posição do rotor não foram estudados a fundo nesta dissertação, no entanto, a aposta em métodos de estimação da posição do rotor deve ser feita visto que permite uma redução de custos e aumento da fiabilidade do sistema. Problemas relacionados com a aplicação do método a baixas velocidades não se refletem na aplicação, pois como a força motriz é o vento, é possível aplicar o controlo apenas quando uma determinada velocidade fosse atingida, velocidade suficiente para estimar a posição do rotor com maior precisão.

## 4.8 Conclusão

Neste capítulo são discutidos aspetos relativos ao controlo da máquina e circuito de conversão associado à máquina síncrona. São apresentadas diversas topologias de conversão para aplicação em sistemas de produção de energia eólica com máquinas síncronas de ímanes permanentes discutindo as suas vantagens e desvantagens e fazendo a escolha da topologia de conversão adequada no âmbito desta dissertação. A topologia escolhida é analisada em pormenor e apresentado o seu modelo matemático discutindo as suas estratégias de controlo típicas em aplicações de retificação.

Descreve-se ainda os métodos de controlo de máquinas síncronas, as suas principais características, vantagens e desvantagens.

São discutidos em pormenor os controladores lineares PI e a influencia que a variação dos seus parâmetros têm no sistema de controlo.

Numa outra vertente são discutidos os diferentes métodos de modulação em detalhe, principais características e aplicações.

São ainda apresentadas as estratégias de controlo para a determinação da corrente  $i_d$  a aplicar à máquina segundo o efeito desejado e por fim é apresentada a perspetiva de controlo da máquina síncrona sem recorrer a sensores para a aplicação dos métodos de controlo.

Resultado deste estudo foi a determinação do método de controlo, estratégia de controlo e método de modulação a utilizar no desenvolvimento do sistema desta dissertação.



## Capítulo 5

# 'Tracking' do Máximo Ponto de Potência (MPPT)

Tal como exposto no capítulo 2, o valor máximo de potência que se pode extrair de uma turbina eólica está diretamente relacionado com o rácio entre a velocidade de rotação da turbina e a velocidade do vento.

A representação gráfica da potência extraída de uma turbina em função deste rácio assemelha-se a uma parábola com a concavidade voltada para baixo. Sendo o *tip speed ratio* dado pela expressão

$$\lambda = \frac{\omega R}{v_{wind}} \quad (5.1)$$

e a potência extraída da turbina pela equação 5.2, existe tem uma relação direta entre esta potência e a velocidade de rotação da mesma como pode ser visto pela figura 2.3.

Desta forma, função de extração de potência apresenta um único máximo para toda a gama de velocidades rotóricas (com uma velocidade de vento fixa) sendo que neste máximo o "*tip-speed-ratio*" apresenta o seu valor ótimo,  $\lambda_{opt}$ , que é característico e fixo para um determinado modelo de turbina.

Estas características de extração de potência do vento tornam-se importantes na medida em que a velocidade do vento é uma variável inconstante e por isso é necessária uma atuação constante na velocidade de rotação da turbina para que esta se encontre sempre no seu máximo ponto de funcionamento, garantindo assim a máxima extração de potência em todos os momentos.

Adaptando a classificação feita em [20] os métodos de MPPT são classificados em duas categorias consoante há conhecimento dos parâmetros característicos da turbina ou não. Neste último caso o seguimento do máximo ponto de potência é feito através de métodos iterativos. Na figura 5.1 pode ver-se esta classificação em mais detalhe. Métodos baseados nos parâmetros da turbina requerem o conhecimento de parâmetros diferentes e a medição de grandezas diferentes. Se a solução recorrer ao controlo de potência para manter esta no seu máximo, tipicamente é necessária a medição da velocidade de rotação e da potência de saída do gerador, para além do

conhecimento da curva característica de potência da turbina. Se o controlo do máximo ponto de extração de potência recorrer ao controlo por velocidade será necessário o conhecimento do *tip speed ratio* ótimo, a medição da velocidade do vento e da velocidade de rotação. No controlo de binário é necessário o conhecimento de  $\lambda_{opt}$  e do coeficiente de extração de potência máximo e a realimentação da velocidade de rotação e do binário desenvolvido pela máquina.

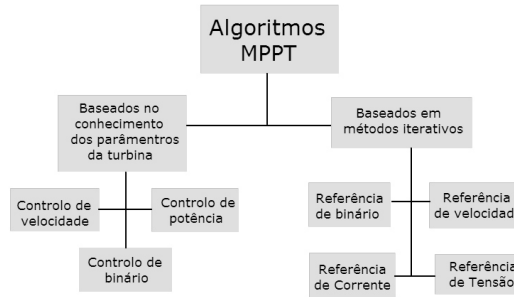


Figura 5.1: Classificação dos métodos de MPPT.

Neste capítulo faz-se uma apresentação dos métodos de seguimento do máximo ponto de extração de potência, incluindo uma análise comparativa dos diferentes métodos, considerando as suas simulações computacionais e principais características, com apoio da literatura.

## 5.1 Tip speed ratio (TSR) control

Tal como dito anteriormente, o valor de  $\lambda$  para o máximo ponto de extração de potência é único e constante para uma determinada turbina, independentemente da velocidade do vento.

Assim, mantendo o valor do *tip speed ratio* no seu valor ótimo em qualquer momento, garante-se a máxima extração de potência da turbina, independentemente da velocidade do vento.

Este método impõe um modo de funcionamento com um  $\lambda$  ótimo e constante pela comparação do ponto de funcionamento atual com o ponto de funcionamento ótimo. Desta comparação resulta um erro que é alimentado a um controlador cuja função é fornecer um sinal de controlo para atuação na velocidade do sistema e assim força-lo a migrar do seu ponto de funcionamento atual para o ponto ótimo. O diagrama de blocos deste esquema de controlo está presente na figura 5.2.

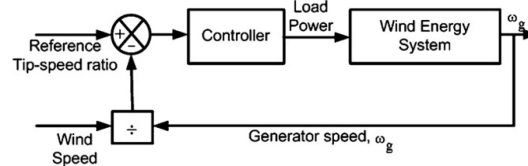


Figura 5.2: Diagrama de blocos do controlo do *tip speed ratio control*. [21]



É um método dotado de uma grande simplicidade, rápida determinação do ponto ótimo de funcionamento e rápida resposta dinâmica, o que representa uma grande vantagem, no entanto, desvantagens residem no facto de o uso de um sensor ser necessário para a medição da velocidade do vento e de uma medida precisa da velocidade do vento não ser possível na prática, aumentando o custo do sistema e levando ao cálculo de pontos de funcionamento errados. [21]

Este método está dependente do conhecimento do parâmetro da turbina que determina o seu ponto de funcionamento ótimo,  $\lambda_{opt}$ . Isto é uma desvantagem deste método pois limita a sua flexibilidade e para além disso, este parâmetro não pode ser determinado com grande precisão e varia com o tempo e condições atmosféricas. [20]

O sinal proveniente do sensor de velocidade do vento tem de ser filtrado, caso contrário, e devido à inércia da turbina, pontos de funcionamento errados podem ser calculados e a máxima extração de potência não é garantida.

## 5.2 Optimal Torque Control (OTC)

De modo a converter toda a potência disponível no vento em energia mecânica através da turbina eólica é necessário então manter o *tip speed ratio* no seu ponto de funcionamento ótimo,  $\lambda_{opt}$ . Este método funciona de forma um pouco diferente do anterior na medida em que elimina a necessidade de utilização de sensores para a medição da velocidade do vento juntamente com todas as suas desvantagens.

Como explicado, método anterior assenta na medição de ambas a velocidade do vento e da velocidade rotórica para o cálculo do *tip speed ratio atual* que serve de variável de comparação com *tip speed ratio ótimo*, determinado previamente e alimentado como referência ao controlador do processo.

Ao contrario deste, o OTC tira proveito da equação da potência extraída do vento, apresentada no capítulo 2 e reescrita em 5.2,

$$P_{owind} = \frac{1}{2} \rho A v_{wind}^3 C_p \quad (W), \quad (5.2)$$

onde a velocidade do vento é eliminada recorrendo à equação 5.1. Resulta assim a equação 5.3. Onde se pode assumir que o ponto de funcionamento é ótimo e então  $\lambda$  será ótimo,  $\lambda_{opt}$ , e por isso o coeficiente de extração de potência será máximo,  $C_{p\ max}$ , resultando disto a expressão 5.4 onde  $K_{popt}$  representa todas as variáveis constantes da expressão, nomeadamente,  $\frac{1}{2} \rho \pi R^5 \frac{C_{p\ max}}{\lambda_{opt}^3}$ . Mais ainda, considerando que  $P_m = w_m T_m$  a equação 5.4 pode ser reescrita em 5.5 com  $K_{t\ opt} = K_{p\ opt}$ .

$$P_{owind} = \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \left( \frac{w_m}{\lambda} \right)^3 C_p \quad (W), \quad (5.3)$$

$$P_{o\ opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \left( \frac{w_m}{\lambda_{opt}} \right)^3 C_{p\ max} = K_{p\ opt} w_m^3 \quad (W), \quad (5.4)$$

$$T_{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R^5 \frac{C_{pmx}}{\lambda_{opt}^3} w_m^2 = K_{t\ opt} w_m^2 \quad (W), \quad (5.5)$$

A curva da expressão 5.5 pode ser visualizada na figura 5.3. Nela pode ver-se que para cada velocidade de vento, a turbina eólica desenvolve um binário que é sempre superior ao binário de referência até ao ponto em que se intersectam, ponto esse que representa o ponto de máxima extração de potência. Da mesma forma, quando se ultrapassa o ponto de intersecção das curvas, verifica-se que o binário de referência é sempre superior ao binário desenvolvido pela turbina eólica.

Como resultado disto, quando a velocidade de funcionamento do gerador se encontra a baixo da velocidade ótima de funcionamento (ponto em que as curvas se intersectam), este irá acelerar para o seu ponto de funcionamento ótimo dado que o binário da turbina é superior ao binário imposto pelo gerador. Se por alguma razão este ponto se alterar, digamos pela redução da velocidade do vento, o binário imposto no veio pelo gerador será superior ao binário imposto pela turbina fazendo com que este desacelere para a sua velocidade ótima de funcionamento.

Assim, trata-se de um método de controlo do máximo ponto de operação baseado numa referência de binário, calculada pela expressão 5.5 e alimentada ao controlador da máquina responsável pela manutenção do binário desenvolvido. O diagrama de blocos deste método de MPPT pode ser visto na figura 5.4 [21].

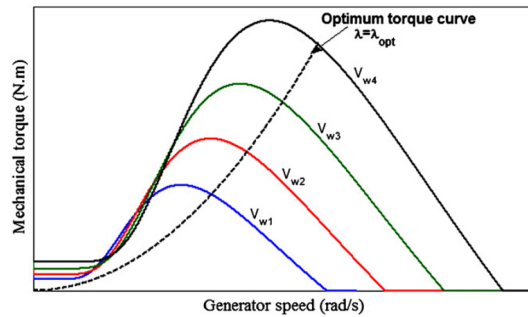


Figura 5.3: Curvas de binário da turbina para diferentes velocidades do vento juntamente com a curva de binário ótimo. [21]

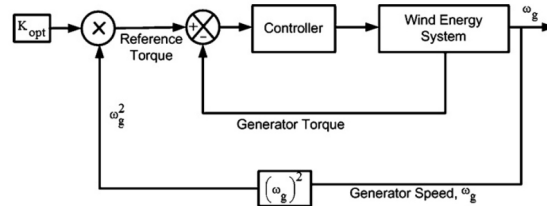


Figura 5.4: Diagrama de blocos do *optimal torque control*. [21]

Segundo a literatura trata-se de um método simples, rápido e eficiente no seguimento do máximo ponto de potência da turbina, ainda que menos eficiente que o *tip speed ratio control* porque não mede diretamente a velocidade do vento, o que significa que as variações do vento não se refletem instantaneamente no sinal de referência pois são filtradas pela inércia da turbina. [21]

Mantém-se neste método a necessidade de determinação da característica da turbina resultante da necessidade de conhecimento de  $\lambda_{opt}$  e de  $C_{p\ max}$  para o cálculo do binário ótimo da turbina, pelo que se revela inflexível. Para além disso, como as características da turbina se alteram consoante as condições atmosféricas e com o passar do tempo, o OTC poderá revelar-se impreciso. [20]

### 5.3 Power Signal Feedback Control (PSFC)

O power signal feedback control é um método que assenta na construção de uma *lookup table* com a potência ótima que deve ser desenvolvida pelo gerador para cada condição de velocidade da turbina. Porque se trata de um método baseado na utilização de uma *lookup table*, ao contrário do OTC, a curva ótima de potência deve ser obtida à priori através de resultados experimentais, populando a tabela com valores de potência desenvolvida pela turbina em função em função da sua velocidade angular ou utilizando a potência de saída no barramento DC e os valores de tensão do barramento.

Teóricamente, este método e o OTC não apresentam diferenças em termos de performance e complexidade de implementação [21], no entanto, como é utilizada uma *lookup table* neste caso, a capacidade de processamento necessária é mais reduzida dado que o cálculo não necessita de ser efetuado online. O diagrama de blocos do PSFC é apresentado na figura 5.5. Como pode ver-se na figura, é medida ou estimada a velocidade, que entra como referência na *lookup table*. Consoante o valor de entrada é gerada uma referência de potência ótima que deve ser desenvolvida pelo gerador. Comparando a referência com a potência atual do gerador é produzido um sinal de erro a ser alimentado ao controlador do gerador, garantindo que a potência desenvolvida pelo gerador é aquela da referência.

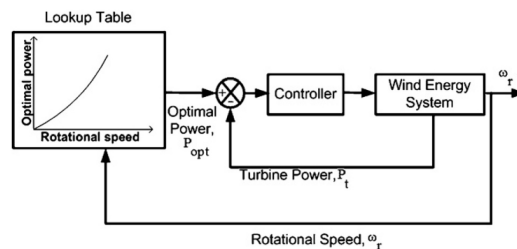


Figura 5.5: Diagrama de blocos do *power signal feedback control*. [21]

Este algoritmo pode ainda ser utilizado de forma reversa, ou seja, em vez da medição da velocidade é efetuada uma medição da potência e a correspondente referência de velocidade ótima

é alimentada ao controlador responsável por manter essa velocidade ótima. Em vez de uma *lookup table* a curva de potência ótima pode ainda ser aproximada por uma polinomial e o valor ótimo calculado online em vez de utilizar uma *lookup table*. [20]

Segundo a literatura trata-se de um método simples com uma rápida resposta dinâmica, no entanto a determinação da curva  $P(w)$  só é possível de forma experimental pelo que acarreta grandes custos, sendo normalmente omitida na prática. Para além disso, factores como o gelo, sujidade e envelhecimento deterioram a eficiência da turbina e não conseguem ser compensados pelo algoritmo de controlo. [20].

## 5.4 Perturbation & Observation Control (P&O Control)

Também chamado de *Hill-climb searching* [21, 22], o P&O control é um método de otimização matemática baseado na pesquisa do ponto local de funcionamento ótimo, dado por uma determinada função. Neste caso, a função a maximizar é a equação da potência extraída de uma turbina eólica dada por 5.2 e o ponto ótimo de funcionamento é aquele que se traduz na máxima extração de potência da turbina eólica.

A forma de fazer isto é, como o próprio nome indica, pela perturbação de uma determinada variável de controlo, variando o seu valor de uma pequena quantidade, e observando o efeito dessa variação na função objetivo a otimizar. O critério de paragem verifica-se quando o declive da curva se anula, ou seja, quando a derivada da função objetivo em ordem à variável de controlo é zero,  $\frac{\Delta P_e}{\Delta \omega}$ . [23]

A definição da variável de controlo a perturbar, bem como a função objetivo, são flexíveis. Uns autores optam por perturbar a velocidade e observar a potência mecânica desenvolvida, outros pela perturbação de alguma das variáveis de controlo do inversor, nomeadamente a sua tensão de entrada, corrente de entrada ou *duty cycle*, e observação da potência de saída do gerador.

A figura 5.6 demonstra a convergência do método para o máximo ponto de potência da turbina com a perturbação da velocidade e observação da potência mecânica desenvolvida. Neste caso o ponto de operação encontra-se à esquerda do máximo ponto de potência, logo, como o aumento da velocidade se traduz num aumento da potência, a velocidade continua a ser aumentada até que isto não se verifique, ou seja, quando é atingido o máximo ponto de operação. O mesmo deve acontecer quando o ponto de operação se encontra do lado direito do máximo ponto de potência, sendo que neste caso é a diminuição da velocidade da turbina que se traduz num aumento da potência. O algoritmo de pesquisa do máximo ponto de potência com perturbação da velocidade de rotação,  $\omega$ , e observação da potência é representado na figura 5.7.

Este método não requer o conhecimento dos parâmetros característicos da turbina, pelo que se revela flexível para aplicação em diferentes tipos de turbina. É um método simples de implementar e como não necessita de sensores mecânicos na sua implementação, há uma redução de custos e um aumento da fiabilidade e robustez.

Há no entanto algumas considerações importantes quanto a sua operação. Quando sujeito a rápidas variações de vento, este algoritmo pode falhar o máximo ponto de operação em turbinas

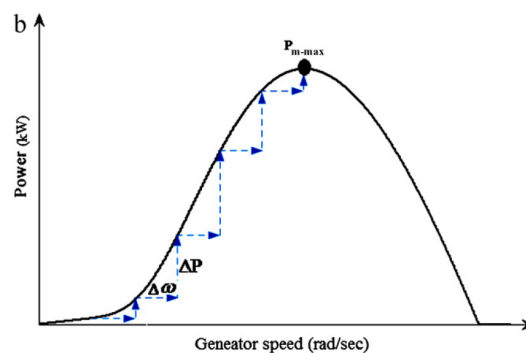


Figura 5.6: Gráfico ilustrativo da convergência do método P&O com perturbação da velocidade de rotação e observação da potência mecânica. [21]

de média e elevada inércia devido à tempo de resposta da turbina quando sujeita ao comando de velocidade. Outra fonte de erro é a falta de distinção entre a causa de variação de potência na saída, se por uma perturbação proveniente do algoritmo ou resultante de uma variação do vento. Outro aspeto importante é a escolha da magnitude de perturbação. Este efeito é ilustrado na figura 5.8(a). Nela pode ver-se que uma perturbação demasiado grande resultou numa falha do máximo ponto de operação ultrapassando este. Há neste aspeto uma relação de compromisso entre a velocidade de convergência do método, a sua eficiência e a magnitude da perturbação usada: uma magnitude maior resulta num tempo de convergência menor, no entanto acarreta uma menor eficiência e uma maior oscilação em torno do ponto ótimo; uma magnitude menor resulta em oscilações menores em torno do ponto ótimo, proporcionando melhor eficiência, mas com uma velocidade de convergência menor. [20]

Na figura 5.8(b), observa-se o efeito de uma variação de vento como causa de erro, ilustrando a falta de distinção entre a causa de variação da potência. O ponto de operação em que a turbina se encontrava era ótimo e o algoritmo aplicou uma perturbação positiva na velocidade de rotação do gerador. Numa situação normal, a variável observada (potência) sofreria uma variação negativa fazendo com que a próxima perturbação na velocidade fosse no sentido de reduzir esta, retomando o ponto de funcionamento ótimo. Em vez disso, ao mesmo tempo que ocorre a perturbação, um súbito aumento na velocidade do vento faz com que a potência medida em resposta à perturbação seja maior fazendo com que a próxima perturbação seja no sentido de aumentar a velocidade, afastando o ponto de funcionamento da turbina ainda mais do ponto de funcionamento ótimo, reduzindo a eficiência. Outros fatores com influencia na performance do algoritmo incluem a inicialização dos seus parâmetros e o valor da capacidade do condensador presente na saída do inversor - quanto maior a capacidade, menor a velocidade de resposta. [21] A frequência de amostragem desempenha também uma papel essencial, na medida em que uma frequência demasiado elevada pode resultar numa falsa decisão na direção da perturbação. Esta frequência deve ter relação com a inércia da turbina que representa a constante de tempo dominante do sistema atuando como um filtro passa-baixo para variações bruscas da velocidade do vento.

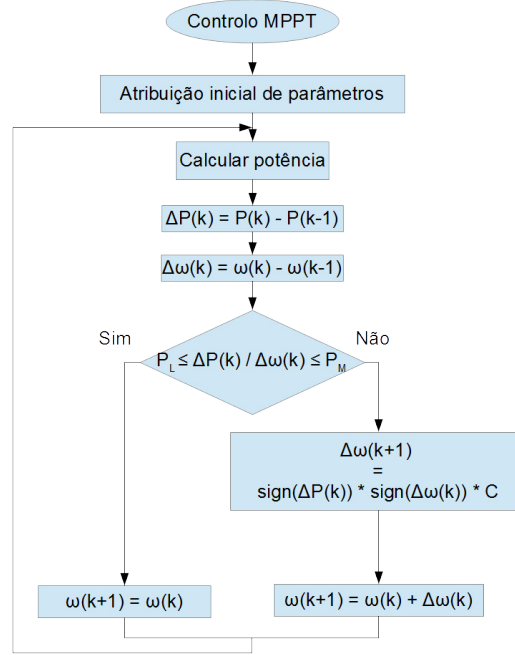


Figura 5.7: Esquema do algoritmo de MPPT para o método de P&O com perturbação da velocidade de rotação,  $\omega$ , e observação da potência

Uma forma de melhorar a resposta do algoritmo e mitigar a influência dos fatores de erro é a utilização de uma perturbação de magnitude adaptativa, cujo valor é atualizado conforme o ponto de operação se encontra mais próximo ou mais afastado do ponto ótimo de funcionamento. Assim, quando o ponto de funcionamento está mais afastado do seu ponto ótimo, a perturbação é maior para garantir uma maior velocidade de convergência, ao passo que, quando o máximo local está próximo, o passo de perturbação é reduzido para proporcionar um aumento da eficiência e uma redução da oscilação em torno do máximo. O tamanho do passo é continuamente reduzido com a proximidade ao o ponto máximo de funcionamento, até que se aproxima de zero, fazendo com que o ponto de funcionamento coincida com o ponto máximo de extração de potência. A introdução de uma banda de histerese permite a redução da oscilação em torno do ponto ótimo provocadas em parte pela oscilação ("ripple") de potência introduzida pelo conversor e esquema de controlo. [20]

$$d_{k+1} = d_k + \alpha(\omega - \omega^*) \quad (5.6)$$

$$d_{k+1} = d_k + \alpha \frac{\Delta P(k)}{\Delta D(k)} \quad (5.7)$$

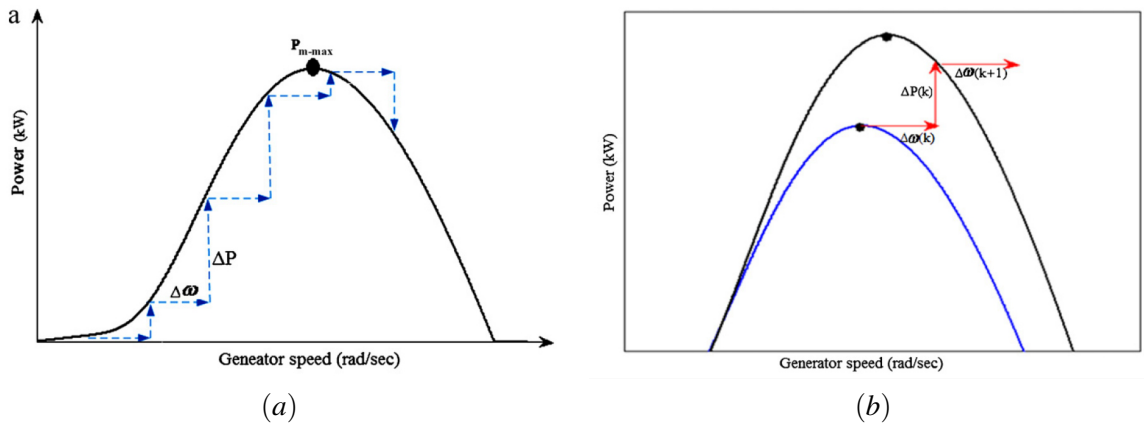


Figura 5.8: (a) P&O com um passo de perturbação demasiado grande (b) Resposta do P&O com variação do vento. [21]

$$d_{k+1} = d_k + d_{step} \text{sign} \Delta d(k) \text{sign} \Delta P(k) \quad (5.8)$$

$$i_{ref}(k+1) = \Delta i_{ref}(k) + \alpha \frac{\Delta P(k)}{\Delta \omega(k)} \quad (5.9)$$

$$\begin{cases} V_{ref}(k+1) = V_{ref}(k) + \frac{\Delta P(k)}{\Delta \text{Slope}(k)} \\ \text{Slope}(k) = \frac{\Delta P(k)}{\Delta V_{dc}(k)} \end{cases} \quad (5.10)$$

O passo a aplicar em cada iteração do algoritmo é calculado de acordo com a variável a perturbar [21], ou seja, *duty cycle*, tensão de entrada, corrente de saída, velocidade, binário ou potência, e pode seguir várias estratégias. Usando a diferença entre a velocidade atual,  $\omega$ , e a velocidade ótima do gerador,  $\omega_{opt}$ , o passo pode ser ajustado segundo a regra da equação 5.6, onde  $\alpha$  representa o fator de ajustamento. Usando a variação da potência em função da variação do *duty cycle* tal como é demonstrado na equação 5.7. A equação 5.8 representa a utilização de dois passos distintos substituindo  $d_{step}$  por  $d_{max}$ , com uma magnitude maior, para quando o ponto de operação está mais afastado do ponto ótimo e substituindo-o por  $d_{min}$ , de magnitude menor, quando o ponto de operação se encontra mais próximo do ponto de operação. A expressão 5.9 demonstra uma regra de controlo da corrente de carga, que permite fazer o controlo indireto da velocidade do gerador. o mesmo pode ser feito através do controlo da tensão utilizando a expressão 5.10.

## 5.5 Outros métodos de MPPT

Outros métodos para fazer o *tracking* do máximo ponto de potência incluem controladores fuzzy, com a vantagem de possuir uma rápida convergência, insensibilidade aos parâmetros do

gerador, aceitação de sinais com ruído e/ou pouco precisos. Pode ainda ser utilizado para a determinação da magnitude de passo ótimo no método P&O.

Podem ser utilizadas redes neurais para a estimação da velocidade do vento com base na velocidade e no binário desenvolvido pela máquina, o que elimina a necessidade de utilização de sensores mecânicos para a medição do vento.

Em [23] é utilizada uma abordagem muito semelhante aos métodos anteriores, recorrendo à técnica de aproximação por gradiente. Define-se então o *full-sensor control*, *rule based method control* e o *adaptive duty cycle method control*. O primeiro, muito semelhante ao *tip-speed-ratio control*, utiliza informação sobre a velocidade do vento e a velocidade do gerador para calcular a velocidade ótima e de seguida tenta minimizar a diferença entre a velocidade atual e essa velocidade ótima. O segundo método assemelha-se ao clássico P&O com passo fixo. Este assume um sistema sem perdas com  $\Delta P_m = \Delta P_e$  em que  $\Delta P$  é a diferença entre a potência atual e a potência no instante da medição anterior. Estabelece um determinado conjunto de regras com uma banda de histerese e se a diferença de potência for positiva e superior ao valor de histerese a velocidade é aumentada e vice versa, mantendo-se a velocidade inalterada no caso da variação de potência se manter dentro dos limites. O terceiro método assemelha-se também ao P&O com um passo adaptativo ou associado a uma rede neuronal em que o passo é ajustado segundo um ganho definido em [23]. Assim, este último método não requer o estabelecimento de parâmetros, definição de regras, utilização de sensores nem o conhecimento de parâmetros característicos da turbina.

Em [24] é proposto um algoritmo onde se aplica um controlo MPPT baseado no uso de redes neurais e observadores de binário sem recurso a sensores mecânicos. Demonstra-se a manutenção da estabilidade e elevada performance em termos de tempo de resposta, erro no seguimento do máximo ponto de potência, aumento percentual na potência extraída e elevada potência média extraída.

Há ainda métodos híbridos, baseados na combinação de métodos acima descritos, que reúnem as melhores características de ambos e mitigam as suas desvantagens. Um deles reúne as melhores características do OTC e do P&O eliminando o *tradeoff* entre a velocidade de convergência e eficiência apresentado pelo método clássico P&O bem como o seu problema de direcionalidade sob rápidas variações de vento como foi explorado na secção 5.4. Outro dos métodos relatados na literatura, combina os métodos PSF e P&O resultando num sistema *sensorless* flexível, aplicável a qualquer tipo de turbina. [21]

## 5.6 Comparação e simulação dos algoritmos MPPT

Depois de expostos os principais métodos para fazer o seguimento do máximo ponto de potência é necessário escolher um deles para implementação. Para fazer uma escolha fundamentada é necessário o estabelecimento de uma série de critérios de forma a analisar a performance de cada algoritmo bem como os custos e as necessidades da aplicação. Assim, estabelecem-se os seguintes critérios para comparar os diferentes métodos:

1. Necessidade de sensores mecânicos



2. Necessidade de conhecimento dos parâmetros da turbina
3. Complexidade
4. flexibilidade
5. Capacidade de manutenção do máximo ponto de operação (eficiencia)
6. Custo

Quando ao primeiro índice de performance verifica-se que tanto o *tip speed ratio* como o *optimal torque control* e o *power signal feedback control* necessitam ou da medição da velocidade mecânica ou de ambas a velocidade mecânica e a velocidade do vento (*tip speed ratio control*). O único método isento da necessidade de sensores é o P&O que pelas suas características apenas necessita da medição da potência elétrica à saída do gerador. No entanto, e tendo ainda em conta este fator, é necessário considerar que, caso se opte por uma estratégia de controlo da máquina síncrona com estimação da posição rotórica, e por conseguinte da velocidade, também o OTC e o PSF não necessitam de um sensor mecânico pois a velocidade seria a única grandeza de entrada nestes métodos de controlo.

Tomando o segundo ponto em consideração, e como foi exposto ao longo do capítulo, o *tip speed ratio* utiliza o parâmetros característicos da turbina, nomeadamente o  $\lambda_{opt}$  para a determinação da velocidade de ótica para a turbina. O OTC Utiliza este mesmo índice característico bem como o valor do  $C_p$  máximo para a determinação do binário ótimo a desenvolver pela turbina. O PSF necessita da curva característica de extração de potência para calcular a velocidade ótima de funcionamento. O único método que permite uma aplicação direta sem o conhecimento dos parâmetros da turbina é o P&O *control*, daí a sua grande flexibilidade em relação aos demais.

Em termos de complexidade, todos apresentam um nível semelhante sendo que talvez o mais simples seja o *tip speed ratio control* pela simplicidade no calculo da referência seguido pelo OTC e o PSF e aquele que pode ser considerado um pouco mais complexo, o P&O *control* devido ao seu algoritmo mais elaborado, apresentado na figura 5.7.

Quanto ao custo, e devido à não necessidade de sensores mecânicos para o processo, aquele que se revela mais atrativo é o P&O *control*, que nao necessitando de sensores mecânicos de torna também mais robusto.

Segundo a literatura, aqueles que apresenta uma maior eficiência são o OTC e o PSF, seguidos pelo P&O no entanto este resultado é discutível dado o passo utilizado foi fixo. Assim, para uma melhor seleção procedeu-se à simulação de três métodos (admitindo que o PSF tem uma performance semelhante ao OTC [21]), o OTC o *tip speed ratio control* e o P&O.

## **5.7 Conclusão**

Este capítulo contém informação sobre a maximização da extração de potência da turbina eólica.

É apresentada uma classificação dos diferentes métodos para a extração da máxima potência de uma turbina eólica em determinadas condições de vento e são escolhidos três métodos para a realização de um estudo mais profundo.

São analisadas as características fundamentais de cada um dos métodos estudados, as expressões que permitem a sua implementação e os respetivos diagramas de blocos.

Por fim são referidos outros métodos de MPPT baseados, alguns, na combinação dos métodos estudados com outras estratégias de maximização da potência extraída de uma turbina eólica.

Do estudo dos métodos apresentados partiu-se para a simulação computacional destes de forma a comprovar as suas características e fazer uma análise comparativa tendo em conta diversos aspetos tais como a versatilidade, velocidade de convergência, fiabilidade e capacidade de manutenção do máximo ponto de extração de potência sob condições de vento turbulentas.

## Capítulo 6

# Plataforma de Controlo e Hardware

De modo a implementar o sistema projetado na realidade, uma plataforma de hardware deve ser escolhida de modo a responder da melhor forma possível aos requisitos de controlo.

O controlo projetado inclui cálculos complexos e exige que estes sejam feitos a uma velocidade elevada para garantir um controlo eficaz, sendo por isso necessária uma elevada capacidade de processamento.

Para além da plataforma de controlo é ainda necessária escolha dos semicondutores, mais propriamente a ponte retificadora para o controlo do gerador. Por sua vez, e para o controlo dos semicondutores na ponte retificadora, é necessária a escolha de drives apropriados para fazer o comando destes.

Não menos importante é a referência à máquina a controlar e as suas características.

Neste capítulo serão abordadas estas perspetivas e apresentadas as soluções escolhidas para a aplicação.

### 6.1 Soluções de Hardware para o controlo

No mercado existem diversas plataformas capazes de implementar o controlo de uma máquina elétrica e as suas características variam em termos de performance, tamanho, fiabilidade, eficiência e desempenho.

As três plataformas de controlo analisadas neste capítulo: DSP, FPGA e Microcontroladores; são as soluções mais comuns. Da análise destas plataformas, uma escolha fundamentada é feita tendo em atenção as características mencionadas acima e o custo que apresentam atualmente no mercado.

#### 6.1.1 DSP

O DSP é uma plataforma com uma arquitetura desenhada para situações em que o processamento de sinais é necessário através de operações de convolução de sinais, transformadas de Fourier ou implementação de filtros digitais, por exemplo filtros FIR. É uma plataforma que

ocupa pouco espaço, consome pouca energia e para além disso possui um custo não muito elevado comparado com a FPGA.

Tipicamente é programada em linguagem C, possui elevada performance de cálculo, e reúne em um único chip diversos circuitos periféricos, memória e um processador otimizado. Neste processador, os valores podem ter a representação em virgula flutuante ou virgula fixa. [15, 16]

Este tipo de processadores permite a implementação de esquemas de controlo complexos, como é o controlo de máquinas síncronas, permitindo um aumento da sua performance dinâmica.

O DSP tem algumas limitações no que respeita a aplicações com restrições temporais. Isto porque possui um processamento sequencial, pelo que se ocorrer algum evento que necessite de processamento imediato, este só ocorre depois de executar outros processos que estejam em curso, o que torna o não determinístico. Tendo em consideração uma aplicação longa e complexa, este tempo de espera pode ser critico.

Esta plataforma é utilizada tipicamente em aplicações de processamento de imagem, reconhecimento de voz e telecomunicações. Comparado com microcontroladores, o DSP são mais eficientes a efetuar operações aritméticas básicas como a multiplicação, têm uma performance melhor, menor latência e não necessita de arrefecimento forçado proporcionando redução de custos.

### 6.1.2 FPGA

Uma FPGA é composta por uma estrutura de células lógicas conectadas entre si através ligações definidas pelo utilizador de forma a desempenhar o algoritmo de controlo definido. No fundo, trata-se da programação do hardware com uma linguagem própria de descrição de hardware como por exemplo Verilog ou VHDL.

Existem dois grandes grupos de FPGAs: as baseada em SRAM e as OTD. As primeiras são reprogramáveis e são as mais comuns. Necessitam de memória para armazenar o programa e ser reprogramadas de cada vez que são ligadas.

As OTD são programáveis apenas uma vez pelo estabelecimento de ligações permanentes entre as células lógicas. Porque as ligações são permanentes, não necessitam de memória para recarregar o programa de cada vez que a FPGA é ligada mas porque as ligações são permanentes, se alguma alteração for necessária, o chip tem de ser substituído. [15, 16]

Porque existem uma programação do hardware para além do software, a utilização torna-se mais complexa. No entanto, a programação do hardware na FPGA permite uma grande liberdade no design para o desenho de vários processadores capazes de correr aplicações em paralelo. Isto possui elevada importância na medida em que garante um funcionamento determinístico, característica chave na implementação de sistemas de tempo real.

Para além disso, a programação do hardware garante uma elevada flexibilidade e escalabilidade dos recursos do processador, garantindo uma performance superior.

Tudo isto faz da FPGA uma solução tecnicamente melhor para qualquer aplicação, o custo é o aumento da complexidade que pode ser um impedimento quando o custo é uma preocupação dado que regra geral a complexidade vem acompanhada de um maior custo.

Do ponto de vista do controle da máquina, e tendo em vista o controle vetorial que é computacionalmente mais exigente em termos de processamento, a FPGA é claramente uma boa resposta, capaz de proporcionar uma alta velocidade de execução. Proporciona ainda um aumento na frequência de amostragem de sinais necessários ao controle de máquinas. [15]

### 6.1.3 Microcontrolador

Uma outra solução para implementar o controle da máquina síncrona é a utilização de um microcontrolador.

Os microcontroladores são pequenos chips que agregam o processador, memória e periféricos de entrada e saída. É hoje em dia muito comum em aplicações embebidas para o controle de funções específicas como é o caso de controle de eletrodomésticos, telemóveis ou máquinas. Atua em frequência da ordem dos megahertz e possui um consumo energético da ordem do miliwatt ou nanowatt em modo de espera, o que faz dele extremamente atrativo para sistemas em que o consumo de energia é uma prioridade com por exemplo aplicações móveis.

São uma solução típica para sistemas de automação, controle de motores, máquinas de escritório ou sistemas de supervisão. O seu tamanho é muito reduzido, o custo é baixo e possui uma grande facilidade de desenho de novas aplicações, normalmente desenvolvidas em linguagem de programação C. [15]

O desenvolvimento de ASICs (*application specific integrated circuits*) é uma área cada vez mais forte da indústria proporcionando chips especificamente desenhados para o controle de máquinas, o que facilita o projeto de desenvolvimento de novas aplicações, e baixando o custo destes através da escalabilidade da solução, proporcionando exatamente a capacidade de processamento necessária à aplicação desenvolvida.

Em particular a arquitetura ARM é baseada no design RISC (*Reduced Instruction Set Code*) para utilização genérica. Comparados com outros processadores, estes necessitam de menos transístores e tem como resultado a redução de custos, menor aquecimento e menor consumos de energia. São usados em sistemas leves, portáteis e alimentados por baterias como os telemóveis e tablets.

Baixa complexidade e design simples dos ARM permite a construção de sistemas embebidos de baixo consumo, o que é uma grande vantagem.

A arquitetura ARM permite a standardização de bibliotecas de software de baixo nível, aumentando a sua disponibilidade para o desenvolvimento de aplicações e acelerando o processo de desenvolvimento. A aceleração do processo de desenvolvimento funciona também para novos utilizadores pela redução da curva de aprendizagem, proporcionada pela disponibilidade de bibliotecas implementadas, prontas a usar nas mais diversas aplicações como por exemplo, configuração de ADCs, PWMs ou interrupts.

### 6.1.4 Plataforma de Hardware escolhida

De facto, uma parte importante na implementação do controlo é a escolha da plataforma encargue de aplicar ao sistema o algoritmo de controlo escolhido.

Analizando as soluções do ponto de vista da performance, custo, escalabilidade de recursos a melhor solução considerada foi a utilização de um microcontrolador de arquitetura ARM.

Tendo em conta as necessidades e processamento do sistema tais como a velocidade de atuação, conversores ADC e DAC, geradores de sinal PWM protocolos de comunicação integrados para integração em aplicações de supervisão, foi escolhido o microcontrolador da infineon: XMC4500 Relax Lite Kit. A arquitetura do microcontrolador é apresentada na figura 6.1.

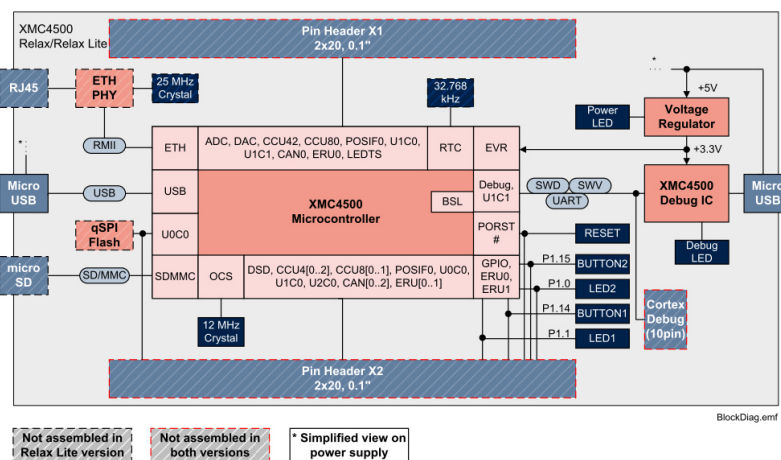


Figura 6.1: Arquitetura do microcontrolador XMC4500 Relax Lite Kit. [25]

O kit XMC4500 Relax Lite da infineon é alimentado via micro USB, possui proteção eletroestática, 1 botão de reset e 2 botoes de uso geral, 2 LED embebidos, 4 portas SPI-Master, 3 portas I2C, 3 portas UART, 3 portas CAN, 17 portas ADC de 12 bit, 2 portas DAC e 31 portas PWM. Possui ainda uma frequência de CPU de 120 MHz, 1 Mb de memória flash, 160 Kb de memória RAM e representação de algarismos em virgula flutuante que facilita a implementação do controlo vetorial.

Tendo em conta que para a aplicação apenas são necessários no máximo 8 ADCs para adquirir todas as tensões e correntes da máquina. Considerando a resolução dos ADCs, estes permitem numa gama de 600 V ter uma resolução de 0,15 V o que é suficiente.

Considerando que para além do processamento a aquisição e atuação e estimando que a frequência real de atuação é mil vezes inferior a 120 MHz o controlador atua sobre o sistema a cada 8,3 micro-segundos. O que, se a máquina tiver a rodar à velocidade estipulada de 4000 rpm o controlo é efetuado a cada 1,21 graus de rotação do veio da máquina.

Considera-se no seu conjunto uma boa solução para o problema, e aliado ao custo extremamente baixo, à data cerca de 15 euros, interface de programação amigável com bibliotecas implementada de raiz e software de desenvolvimento próprio (plataforma DAVE), o desenvolvimento de novas aplicações torna-se mais simples e mais rápido. [25, 26]

## 6.2 Turbina Eólica e máquina síncrona

A turbina eólica a controlar é o aerogerador enair 30, com pás fabricadas em fibra de vidro e resina e-poxy extremamente leves e resistentes. As pás possuem ainda um sistema de passo variável que permite o ajuste do ângulo de ataque destas. Este sistema é mecânico e atua no ângulo das pás através da força centrífuga para que a altas velocidade do vento o gerador desacelere, protegendo assim o próprio gerador e a eletrônica de potência a ele associada.

O gerador, oferecendo pouca resistência à rotação, permite a produção de energia mesmo a baixas velocidade. É uma máquina de velocidade estipulada baixa que diminui as cargas mecânicas e emissões de ruído. Trata-se de uma máquina síncrona de ímanes permanentes com uma curva de potência otimizada para baixas velocidades.

Possui um sistema de orientação à direção do vento passivo através de um leme robusto, resistente e durável de poliuretano que permite absorver as vibrações produzidas em rápidas mudanças de orientação.

Em termos de características elétricas da máquina apenas é disponibilizado pelo fabricante que se trata de uma máquina síncrona de ímanes de neodímio com 24 polos, potência nominal de 1500 W à velocidade de 250 rpm. A característica de potência da turbina em função da velocidade do vento é ilustrada na figura 6.2.

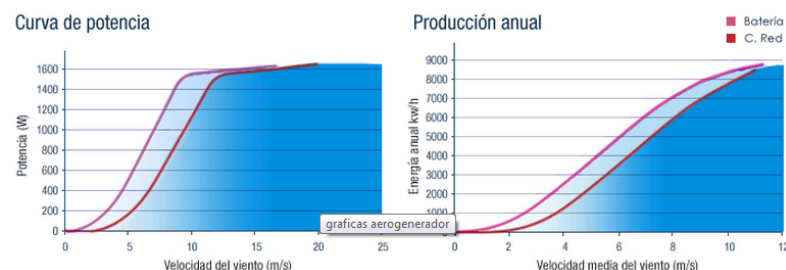


Figura 6.2: Característica de potência em função da velocidade do vento do aerogerador enair 30. [27]

### 6.2.1 Máquina Síncrona Simulada

Devido ao parâmetros característicos da máquina não se encontrarem disponíveis e os algoritmos de controlo carecerem desses parâmetros, é necessária a sua determinação através de ensaios ao aerogerador. De modo a fazer um melhor aproveitamento de tempo, resolveu-se desenvolver o controlo para uma outra máquina síncrona cujos parâmetros são disponibilizados pelo fabricante. Assim, e como ambas as máquinas em questão são semelhantes (máquinas síncronas de ímanes permanentes) depois de desenvolvido o algoritmo de controlo apenas será necessário fazer o ensaio da máquina, substituir os parâmetros usados pelos parâmetros reais da máquina a controlar e por fim fazer um reajuste dos parâmetros dos controladores PI.

Parâmetro	Valor
Potência (Depende da velocidade de rotação) [kW]	25 - 40
Velocidade de rotação [RPM]	4000
Corrente [Arms]	120
Binário [Nm]	125
Rendimento Nominal [%]	93 - 96
Resistência @ 25 °C [mΩ]	18
Indutâncias síncronas d/q [μH]	Ld=175 Lq=180
Velocidade Específica (Sem carga) [RPM/1Vdc]	10
Sensor de temperatura	kty 81/210
Numero de pares de pólos	10

Tabela 6.1: Parâmetros da máquina EMRAX 228. [28]

A máquina usada para simulação serve então para provar o conceito, ou seja, demonstrar que a arquitetura de controlo produz de facto os resultados desejados.

Os parâmetros da máquina usada foram então os da máquina Enstroj Emrax 228 com refrigeração a ar. Um resumo dos parâmetros mais importantes é apresentado em 6.1. Os restantes parâmetros podem ser consultados na pagina web da máquina <sup>1</sup>.

Para o controlo da máquina é necessário calcular o fluxo dos ímanes permanentes. Isto é feito através do valor da constante de tensão assumida como  $v_{pk}/krpm = 100$  e da expressão 6.1, onde P representa o número de polos, obtendo o valor de  $\lambda_m = 0.055$

$$\lambda_m = \frac{60 \cdot v_{pk}/krpm}{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot P \cdot 1000} \quad (6.1)$$

Segundo [14], a tensão mínima que deve ter o barramento DC é dada segundo a expressão 6.2 e portando a tensão do barramento terá de ter cerca de 565 V se for pretendido usar um inversor para ligação aos 230 V da rede.

$$V_{DC} = \sqrt{3} \sqrt{2} V_{linha,ms} \quad (6.2)$$

Assim, com este valor a condicionar a escolha dos semicondutores, foi escolhida uma ponte de IGBT de 1200 V e 35 A da infineon - FS35R12W1T4 - com 6 IGBTs em configuração trifásica (ponte completa), indicado pelo fabricante para aplicações de drives para máquinas. O módulo de IGBTs é apresentado na figura 6.3 sem o dissipador que terá de ser acoplado para dissipação de calor naturalmente gerado pela passagem de corrente.

<sup>1</sup>parâmetros retirados de: <http://www.enstroj.si/Electric-products/emrax-228-motorsgen.html>





Figura 6.3: Módulo de IGBT FS35R12W1T4 da infineon. [29]

Para os drives do módulo IGBT foram escolhidos os SKHI 22B R da semikron com uma corrente máxima de saída de 8 A e duas saídas para controlar 2 IGBTs, pelo que há necessidade de utilização de 3 destes componentes para controlar os 6 IGBTs da ponte. Na figura 6.4 é ilustrado o drive escolhido. O driver escolhido não pode ser ligado diretamente aos semicondutores pelo que é necessário integra-lo numa placa de circuito impresso desenhada de acordo com as *datasheet* do componente.<sup>2</sup>



Figura 6.4: Drives semikron SKHI 22B R. [30]

<sup>2</sup>A datasheet pode ser encontrada na pagina web do fabricante em:  
[http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKHI\\_22\\_A\\_B\\_R\\_L5012521.pdf](http://www.semikron.com/products/data/cur/assets/SKHI_22_A_B_R_L5012521.pdf)

### 6.3 Conclusão

Presente neste capítulo está uma visão geral das plataformas de controlo em hardware disponíveis para a implementação do sistemas de controlo desenvolvido. São analisadas diversas soluções e as suas características e com base nas necessidades da aplicação desenvolvida no âmbito desta dissertação umas dessas plataformas foi escolhida tendo em conta diversos critérios, incluindo a capacidade de processamento e preço da solução.

A plataforma de controlo escolhida foi analisada em mais detalhe incluindo a sua arquitetura e características fundamentais.

Por fim são tecidas considerações em relação ao aerogerador e sua máquina. Concluindo que são necessário ensaios adicionais para a determinação dos seus parâmetros foi escolhida para simulação uma outra de características semelhantes cujos parâmetros se encontram disponíveis, não pondo em causa a validação do sistema por isto.

Por fim são apresentados os restantes componentes escolhidos para a implementação de um protótipo, nomeadamente a ponte de IGBTs e os respetivos drives.

Concluindo, são apresentados os componentes necessários à implementação prática do sistema de controlo desenvolvido.

## Capítulo 7

# Apresentação do sistema e Resultados

Este capítulo pretende fazer uma apresentação dos resultados obtidos no desenvolvimento do trabalho bem como uma apresentação do sistema desenvolvido e simulado em PSIM. Inclui-se também uma tópico relativo à implementação prática do projeto.

### 7.1 Simulação do sistema

Nesta secção são apresentados todos os sistemas simulados incluindo a validação de blocos computacionais do software PSIM.

#### 7.1.1 Validação do modelo da turbina eólica

O software de simulação PSIM possui um bloco nativo que emula o comportamento de uma turbina eólica, cuja característica foi apresentada e discutida nos capítulos 2 e 5. Este bloco é representado na figura 7.1 e possui uma entrada para a velocidade do vento,  $w$ , e outra para a regulação do ângulo de ataque das pás da turbina,  $p$ . A sua saída é em potência caracterizada por uma velocidade e um binário.

A forma de validar o modelo é pela avaliação da curva característica da turbina para diferentes velocidades do vento e diferentes ângulos de ataque e comparação dos resultados com as curvas características presentes na literatura.

Na figura 7.2 estão presentes os resultados para a curva característica da turbina em potência para diferentes velocidades de vento, mantendo o ângulo de ataque constante. Mostra-se ainda a curva de máxima potência para diferentes velocidades do vento. Na figura 7.3 podem observar-se os resultados da curva característica em potência, neste caso variando o ângulo de ataque para uma velocidade do vento constante.

Pela observação dos resultados verifica-se então a coerência do modelo no PSIM com as características da turbina estudada nos capítulos anteriores.

Os parâmetros utilizados na turbina encontram-se sumarizados na tabela 7.1, onde a velocidade de vento nominal e a velocidade angular nominal representam as velocidade respetivas a que

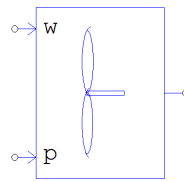


Figura 7.1: Representação do bloco da turbina do PSIM

a potência nominal é desenvolvida. O valor de ângulo de ataque utilizado nas restantes simulações foi de  $0^\circ$  por ser o que proporciona maior extração de potência do vento.

Tabela 7.1: Tabela com o resumo dos parâmetros da turbina. [27]

Parâmetro	Valor
Potência nominal (w)	1500
Velocidade de vento nominal (m/s)	9
Velocidade angular nominal (rpm)	250
Inércia ( $\text{Kg.m}^2$ )	1

### 7.1.2 Sistema de controlo da máquina síncrona

Nesta secção é apresentado o algoritmo de controlo da máquina aplicado. Uma visão geral do sistema pode ser encontrada na figura 7.4 com os vários blocos integrantes do sistema devidamente legendados.

O controlo da máquina pode ser dividido em três grandes blocos: um responsável pelo controlo da máquina, um segundo responsável pela aplicação das variáveis de referência ao retificador através de um método de modulação e um terceiro, de mais alto nível responsável por fornecer ao controlador da máquina uma referência de binário ou de velocidade consoante o algoritmo de MPPT adotado.

Os parâmetros da máquina simulada foram os da máquina EMRAX 228, apresentados no capítulo 6. Pela sua construção  $L_d \neq L_q$  pelo que haverá uma componente de binário de relutância presente.

Por simplicidade, a tensão no barramento DC é fixa nos 565 V através de uma fonte de tensão. Posteriormente esta fonte deve ser substituída pelo modelo de uma bateria para validação.

Em termos de controlo foi utilizado o método DTC pelas razões apresentadas no capítulo 4. É efetuada a estimação do binário da máquina através dos seus parâmetros e das correntes medidas. O binário estimado é comparado com um binário de referencia, proveniente do controlador de velocidade, e o erro é alimentado a um controlador PI cuja saída representa a tensão de referência  $V_q$  a aplicar à máquina através da ponte de IGBTs. A componente  $V_d$  é calculada utilizando a estratégia de controlo de corrente a  $90^\circ$  o que significa que toda a corrente do estator se encontra sobre o

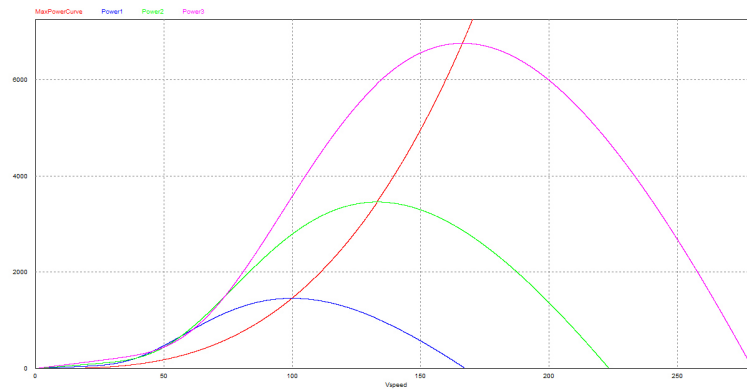


Figura 7.2: Representação da curva característica da turbina para diferentes velocidades do vento (azul:vento = 15 m/s; verde:vento = 20 m/s; roxo:vento = 25 m/s) e ângulo de ataque constante a  $0^\circ$

eixo  $q$  do referencial estacionário  $d-q$ , ou seja,  $I_s = I_q$ . A corrente  $I_d$  medida aos terminais da máquina é comparada com a referência de zero e o sinal de erro é a entrada de um PI, cuja saída corresponde à referência de  $V_d$ . A estimação da força contra-eletromotriz permite o desacoplamento das componentes  $d$  e  $q$  da tensão das componentes  $q$  e  $d$  da corrente, respetivamente.

A dinâmica do controlador de binário é muito mais rápida do que a dinâmica do controlador de velocidade. Isto deriva do sistema que possui uma dinâmica de velocidade dominada por um polo dependente da inércia e atrito da turbina, muito mais baixo do que o polo dependente da resistência e indutância do gerador. Isto significa que a constante de tempo do pólo mecânico é mais elevada do que a do pólo elétrico.

Os controladores foram sintonizados segundo o método apresentado no capítulo 4 e os seus parâmetros são apresentados na tabela 7.2.

A resposta do sistema a diferentes referências de velocidade pode ser vista na figura 7.5. Fazendo uma análise da resposta, verifica-se que o erro em regime permanente é nulo, o tempo de resposta do controlador de velocidade é de facto mais lento que o controlador de binário e o *overshoot* é de cerca de 0.01% para ambas as respostas transitórias da velocidade e do binário. Verifica-se ainda a manutenção da corrente  $i_d$  no valor de referência,  $i_d = 0$ , garantindo a estratégia de controlo de corrente a  $90^\circ$ .

A dinâmica do controlador é suficientemente elevada para manter efetivamente a velocidade constante ainda que sob a condição de binário de carga variável característico de uma turbina

Tabela 7.2: Parâmetros dos controladores PI do sistema

Controlador PI	$k_p$	$k_i = k_p/T_i$
Controlador corrente $I_d$	100	100000
Controlador binário $T_e$	100	100000
Controlador de velocidade $w$	200	10000

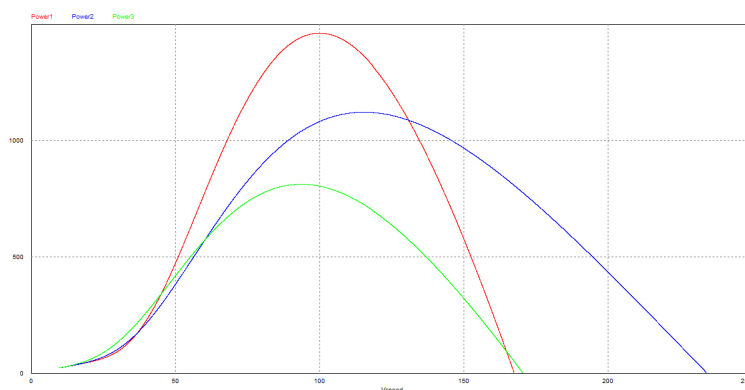


Figura 7.3: Representação da curva característica da turbina para diferentes ângulos de ataque (vermelho: ângulo =  $0^\circ$ ; azul: ângulo =  $5^\circ$ ; verde: ângulo =  $10^\circ$ ) e velocidade do vento constante igual a 15 m/s

eólica.

A aceleração praticamente constante que o sistema sofre deve-se a uma limitação do binário da máquina para o seu binário máximo. O binário negativo a velocidade constante traduz na produção de energia pela máquina para o barramento de corrente contínua.

Mais ainda, pode observar-se a forma sinusoidal das correntes da máquina com reduzida taxa de distorção harmónica.

O conteúdo harmónico das ondas de corrente pode ser vista na figura 7.6 para uma região a velocidade constante de 100 rpm. O harmónico de máxima amplitude apresenta-se com a frequência de aproximadamente 16.6 Hz correspondente à frequência de rotação da máquina a menos do numero de pares de polos. Ainda na figura 7.6 está presente um pormenor do conteúdo harmónico da corrente onde, como era de esperar, se verifica que o primeiro harmónico ocorre à frequência de comutação de 20 kHz e os seguintes são os seus múltiplos, 40-kHz, 60 kHz. De notar que o harmónico de tripla frequência é eliminado, estando presentes apenas os harmónicos laterais.

O conteúdo harmónico é característico do método de modulação utilizado (modulação sinusoidal) em que a frequência do primeiro harmónico é igual à frequência da portadora.

Os resultados dos métodos de MPPT utilizados são apresentados na próxima secção, juntamente com uma comparação entre os métodos.

### 7.1.3 Algoritmos de MPPT

Os algoritmos de MPPT simulados no âmbito desta dissertação foram três: o *tip speed ratio control*, o *Optimal torque control* e o *P&O control*.

De seguida apresenta-se a forma como foram simulados os algoritmos de MPPT e os resultados obtidos da aplicação de cada método, verificando as características apresentadas no capítulo 5. O modelo da turbina utilizado foi o modelo nativo do PSIM validado neste capítulo, que implementa as equações de uma turbina eólica apresentadas no capítulo 1 e 2.

Como referido, a simulação decorre para um ângulo de *pitch*,  $\beta = 0^\circ$ , que proporciona a máxima extração de potência e segundo o perfil de vento apresentado na figura 7.7. A turbina arranca da posição de repouso e o valor médio da velocidade do vento aplicado é de 5 m/s para 0-0,8 s; de 7 m/s para 0,8-1,3 s e de 6 m/s para 1,3-2 s. O valor médio é afetado de uma turbulência de  $\pm 0,5$  m/s para fazer uma aproximação à realidade.

### 7.1.3.1 Tip speed ratio control

O *tip speed ratio control* é o método de implementação mais simples sendo que é conhecida a característica da turbina eólica a controlar. O seu funcionamento, como explicado no capítulo 5 baseia-se no cálculo da velocidade ótima de funcionamento através do conhecimento do *tip speed ratio* ótimo,  $\lambda_{opt}$ , e da velocidade do vento,  $v_{wind}$ . A expressão de calculo da velocidade de referência é então,  $\omega = (\lambda_{opt} \times v_{wind})/R$ , onde  $R$  representa o raio da turbina. Como visto no capítulo 1, o modelo da turbina do PSIM é caracterizado por um  $\lambda_{opt} = 8,18$  e por um  $C_{pmax} = 0,49$ , o que permitiu a determinação do raio da turbina juntamente com os parâmetros desta apresentados na tabela 7.1. O algoritmo implementado é apresentado na figura 7.8 e os resultados da sua aplicação são apresentados na figura 7.9 e na figura 7.10 para o perfil de vento apresentado anteriormente.

Considerando a figura 7.9 é possível observar na primeira curva uma resposta imediata à variação do vento por parte deste método, mesmo às perturbações de vento. Garante portanto a todos os momentos a máxima extração de potência como pode ser visto pela terceira curva apresentada, com pequenas perturbações na vizinhança de uma variação brusca de vento. A potência extraída é representada na segunda curva desta imagem.

Na figura 7.10 podem ser observadas a formas de onda de corrente da máquina tanto no referencial estacionário como no referencial síncrono  $d - q$ . Verifica-se a manutenção da forma de onda sinusoidal das correntes no terceiro gráfico e o segundo gráfico permite ver os momentos em que o modo de operação da máquina é alterado de gerador para motor de modo a atingir o ponto de máximo funcionamento de forma mais rápida - um binário positivo é aplicado quando é necessário um aumento de rotação da máquina e um binário mais negativo quando é necessário efetivamente travar a máquina de modo a desacelerar esta e fazer com que o máximo ponto de extração de potência seja atingido mais rapidamente. Esta alteração do modo de funcionamento refletem-se nas formas de onda da corrente no terceiro gráfico da figura 7.10 nas pequenas descontinuidades que se observam, onde se verifica uma alteração repentina da amplitude e fase das correntes. Verifica-se ainda na segunda curva a manutenção da corrente  $i_d$  próxima do valor zero, refletindo a estratégia de controlo da corrente a  $90^\circ$  aplicada. A frequência das correntes estão diretamente relacionadas com a velocidade de rotação da máquina pelo numero de pares de polos.

### 7.1.3.2 Optimal torque control

Como explicado no capítulo 5 este método visa a eliminação da necessidade de medição da velocidade do vento pela manipulação das equações características da turbina eólica. Admitindo que são conhecidos os parâmetros da turbina, nomeadamente o  $\lambda_{opt}$  e o  $C_{p_{max}}$ , é possível determinar o binário ótimo que a máquina deve desenvolver, apenas pelo conhecimento da velocidade de rotação da turbina. A determinação do binário ótimo de referência para a máquina é resultado da expressão  $T_{opt} = K_{opt} \times \omega_m^2$ , sendo  $K_{opt} = (1/2)\rho R^5 (C_{p_{max}}/\lambda_{opt}^3)$ .

A implementação deste algoritmo em software PSIM é apresentada na figura 7.11 na forma de diagrama de blocos e segue as equações anteriores. Os resultados da aplicação deste método podem ser vistos na figura 7.12 e na figura 7.13.

Atentando a figura 7.12 pode ver claramente no primeiro gráfico a convergência da velocidade de rotação da turbina para a velocidade ótima que permite a máxima extração de potência ainda que com alguma oscilação em torno desta, derivada da turbulência imposta segundo o perfil de vento aplicado à turbina. Esta oscilação depende muito da inércia da turbina: se este valor for elevado irá filtrar esta componente turbulenta. Por outro lado, quanto maior for a inércia da turbina menor será a velocidade de convergência deste método, uma vez que o binário ótimo é calculado através da velocidade de rotação e esta evolui de forma mais gradual com uma inércia maior. Isto explica também o facto de este método ser mais lento recuperar o máximo ponto de extração de potência aquando de uma variação brusca da velocidade do vento, como se pode constatar pelo terceiro gráfico na figura 7.12 que representa o valor do coeficiente de extração de potência. No segundo gráfico dessa mesma figura está representada a potência extraída a cada momento para a velocidade do vento instantânea.

A figura 7.13 apresenta a evolução da corrente com a velocidade de rotação, tanto no referencial estacionário  $abc$ , como no referencial síncrono  $d - q$ . Verifica-se mais uma vez que a corrente  $i_d$  é mantida próxima de zero refletindo a aplicação da estratégia de controlo de corrente a  $90^\circ$ . A evolução da corrente  $i_q$  é agora mais suave sem aplicação súbita de corrente  $i_q$  positiva ou mais negativa de modo a acelerar a máquina ou trava-la para atingir mais rapidamente o máximo ponto de funcionamento. Isto porque sem informação da velocidade do vento é impossível prever qual a velocidade que garante o máximo ponto de extração de potência. Desta forma é apenas possível a aplicação do binário ótimo a cada instante que provoca naturalmente a convergência da velocidade da máquina para o máximo ponto de extração de potência. Para além de estar relacionado com a inércia da turbina, a velocidade de convergência deste método depende ainda da diferença entre o binário gerado pela turbina e o binário gerado pela máquina (proveniente da referência ótima de binário) que segundo a equação 4.9, define a aceleração do sistema. Pode ver-se mais uma vez a forma sinusoidal das correntes sendo a sua frequência proporcional à velocidade de rotação com uma constante de proporcionalidade igual ao numero de pares de polos.



### 7.1.3.3 P&O control

Como foi já discutido no capítulo 5, para aplicação deste método não é necessário o conhecimento dos parâmetros característicos da turbina. Este é um método iterativo e o seu funcionamento assenta na perturbação de um dos parâmetros de uma função objetivo e observação do valor que esta função toma. A cada iteração o método utiliza os parâmetros da perturbação anterior para a decisão da próxima perturbação a aplicar. Neste caso a função objetivo é a potência gerada pela turbina e a variável a perturbar foi escolhida como sendo a velocidade de rotação. Assim, seguindo o algoritmo apresentado na figura 5.7 o método foi implementado no software PSIM de modo a comprovar a sua convergência. O método foi implementado em linguagem C, recorrendo ao bloco do PSIM para o efeito.

Desta forma é apenas necessário estimar a potência que a turbina produz a cada momento, potência que é dada pelo binário mecânico vezes a velocidade mecânica,  $P_m = T_m \cdot \omega_m$ .

No entanto, tal como é exposto em [8], a medição de grandezas mecânicas não é uma boa opção em termos de custos, sendo vantajoso estimar a potência mecânica desenvolvida pela turbina através das grandezas elétricas.

Isto é possível porque a potência mecânica tem uma relação direta com a potência elétrica e menos de um fator de rendimento.

A relação da equação 7.1 evidencia esta relação de dependência da potência mecânica com o binário elétrico e a velocidade elétrica. Como o binário é dado pela equação 7.2 e a velocidade mecânica tem uma relação de proporcionalidade direta com a velocidade elétrica, é então possível estimar a potência gerada pela turbina através das quantidades elétricas.

O máximo ponto de extração de potência surge com a maximização do fator  $i_q \times \omega_m$  da equação 7.3. Sendo assim, as entradas do método de controlo são a velocidade mecânica e o valor da corrente  $i_q$ . O diagrama de blocos deste método de controlo pode ser visualizado na figura 7.14.

$$P_m = T_e \times \omega_e \times \frac{1}{\eta} \quad (7.1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p \Psi_m i_q \quad (7.2)$$

$$P_m = K \times i_q \times \omega_m \quad (7.3)$$

$$w_{ref}(n) = w_{ref}(n-1) + \text{sign}(\Delta P) \times \text{sign}(\Delta W) \times C \quad (7.4)$$

Com a perturbação da velocidade e observação da potência desenvolvida através da estimação com as equações anteriores. O cálculo iterativo da velocidade de referência segue a expressão da equação 7.4.

As constantes que determinam a magnitude do passo na iteração seguinte são dependentes da taxa de variação da potência com a variação da velocidade e o seu valor é apresentado na tabela 7.3.

O sistema necessita de possuir memória, pois é necessário a utilização de valores anteriores, tanto de velocidade como de potência. A presença de um filtro passa baixo de primeira ordem na corrente  $i_q$  está presente no diagrama da figura 7.14 de forma a minimizar o *ripple* da corrente e assim mitigar o seu efeito no cálculo dos valores de potência. Sem o filtro, valores de potência errados podem ser calculados que não correspondem à perturbação efetuada, o que por sua vez influencia a aplicação da próxima perturbação na iteração seguinte.

A presença de um *clock* serve para a aplicação externa de uma frequência de atualização da velocidade de referência. Isto porque a velocidade de referência não necessita de ser atualizada com a mesma frequência que as correntes no controlo da máquina, por exemplo. A frequência de atualização utilizada foi de 100 Hz.

É feita a inicialização dos parâmetros e de seguida é feito um arranque da máquina até à velocidade de 40 rpm. A partir deste ponto o algoritmo flui como ilustrado na figura 5.7.

De novo sujeito ao perfil de vento apresentado na figura 7.7, o algoritmo foi simulado e os seus resultados são apresentados nos gráficos das imagens 7.15 e 7.16.

Na figura 7.15 pode ver-se na curva de cima a convergência do método para a velocidade ótima de rotação a cada valor de velocidade do vento. Oscilações em torno da velocidade ótima resultam em parte, como já referido, do *ripple* da corrente  $i_q$ . Por outro lado está presente a turbulência do vento associada ao perfil de vento simulado como fator de erro. A potência de saída da turbina eólica pode ser observada no gráfico central. A performance deste algoritmo pode ser avaliada tendo atenção ao gráfico do coeficiente de extração de potência apresentado no gráfico inferior. Verifica-se de facto a convergência para o máximo ponto de extração de potência com pequenos desvios em variações bruscas da velocidade do vento que são rapidamente corrigidos. A velocidade de convergência do método pode ser ajustada pela alteração das constantes que determinam a magnitude da perturbação na iteração seguinte.

Na figura 7.16 pode ver-se a evolução das correntes na máquina com a variação da velocidade da turbina. No gráfico central as correntes são representadas no referencial síncrono  $d - q$  e no gráfico inferior as mesmas correntes são representadas no referencial estacionário  $abc$ . Comprova-se a forma sinusoidal das correntes onde as perturbações observadas derivam da aplicação de uma referência de binário de forma a acelerar ou travar a máquina para atingir mais rapidamente o máximo ponto de operação, tal como no *tip speed ratio control*. Estas alterações podem ser observadas no valor da corrente  $i_q$  pelo valor da sua magnitude. Há também aqui a manutenção da corrente  $i_d$  próxima do valor zero garantindo, mais uma vez, a aplicação da estratégia de controlo da máquina com corrente a  $90^\circ$ .

Tabela 7.3: Tabela com das constantes utilizadas na aplicação do método MPPT P&amp;O.

$ \Delta P/\Delta \omega $	Contante C
< 15	0,2
15 – 50	0,5
50 – 100	0,2
> 100	0,1

### 7.1.4 Implementação do sistema

Nesta secção faz-se uma descrição de todo o trabalho realizado em hardware.

Com o material disponível foi possível efetuar a montagem do inversor para o controlo da máquina síncrona que pode ser observado na figura 7.17.

Ao contrário do drive escolhido no capítulo 6 (SKHI 22B R da Semikron), foram usados os drives da Concept 2SP0115T2A0-17, ilustrados na figura 7.18. Estes são drives *plug-and-play* especialmente desenhados para módulos de IGBT's de 17mm, pelo que foi necessário desenhar uma placa de circuito impresso para adaptação dos seus terminais aos terminais do módulo de IGBT's escolhido no capítulo 6. O último passo assentou na escolha das resistências de gate para os drives, sempre com o cuidado de escolher uma resistência de *turn-off* maior do que a resistência de *turn-on* de modo a evitar sobre-tensões devido à rápida comutação de cargas indutivas.

Para além da montagem do inversor, foi ainda possível o início da programação do micro-processador escolhido, Infineon Relax Lite Kit. O *setup* usado para testes pode ser observado na figura 7.19 e inclui um potenciómetro cuja função é a de fornecer a um ADC do microcontrolador um valor analógico, cuja variação produz uma variação no *duty-cycle*. Assim foi possível então a programação dos ADC's, dos PWM's e dos Interrupts do microcontrolador, Componentes essenciais na implementação do esquema de controlo desenvolvido. Os resultados dos testes podem ser visualizados na figura 7.20, onde se pode observar o aumento do *duty-cycle* com o aumento do valor na entrada do ADC.

## 7.2 Conclusão

O sistema de controlo desenvolvido e os resultados gerais da sua aplicação são apresentados neste capítulo.

Começa-se pela validação do modelo da turbina eólica embebida no software de simulação PSIM e são apresentados os parâmetros utilizados na sua simulação.

Segue-se a apresentação de todo o sistema implementado com uma breve descrição da metodologia utilizada e por fim são apresentados os resultados de simulação de três algoritmos de MPPT.

Os resultados são discutidos, nomeadamente a na explicação de alguns resultados, e considerações são feitas relativas ao seu desempenho.

Dados relativos à implementação do sistema foram incluídos nesta dissertação apresentando o inversor construído e resultados da programação do microcontrolador.

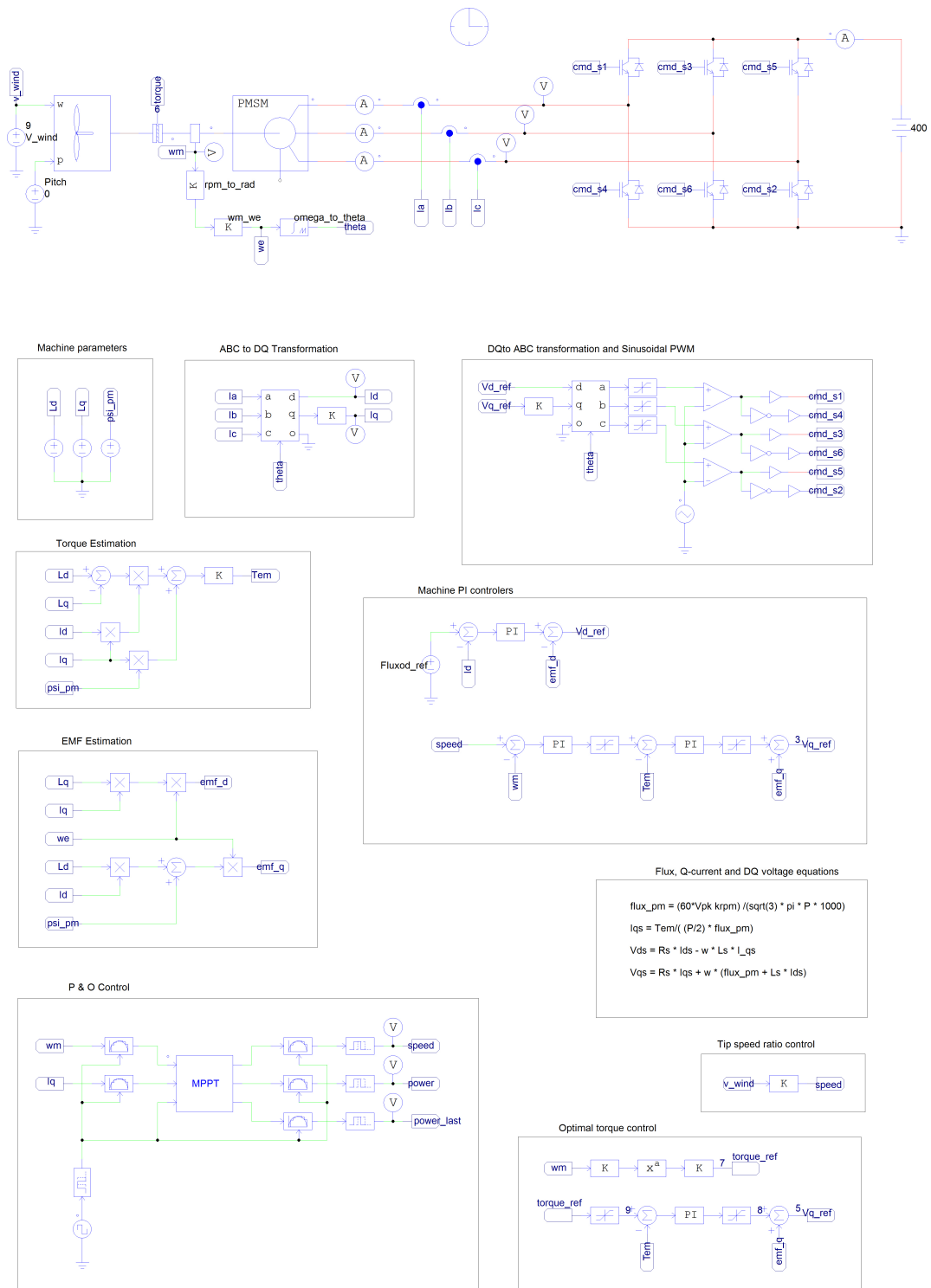


Figura 7.4: Visão geral de todo o sistema de controlo simulado no PSIM

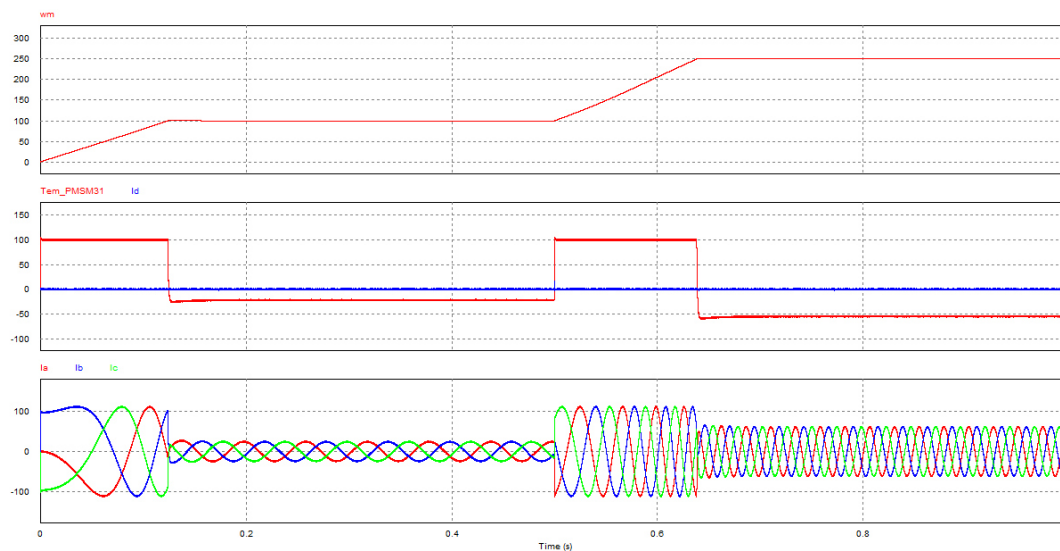


Figura 7.5: Resposta do sistema a diferentes referências de velocidade (cima) e respetivo binário desenvolvido pela máquina (baixo).

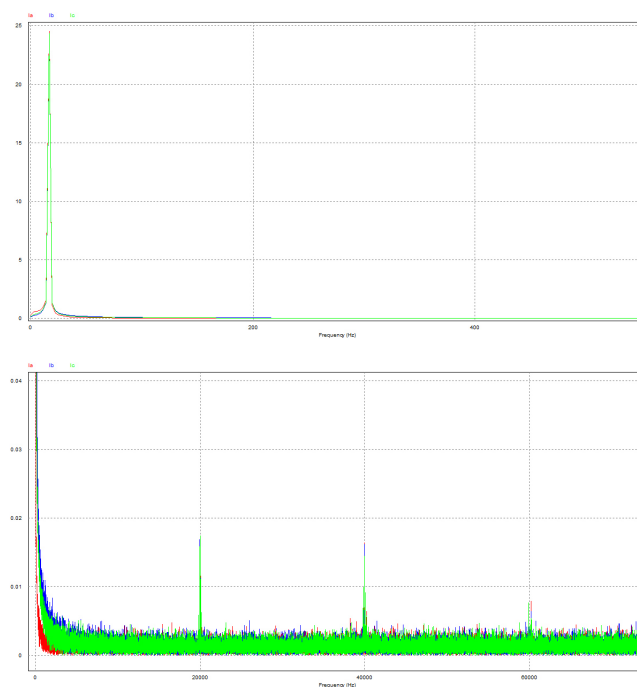


Figura 7.6: Conteúdo harmónico da corrente à velocidade constante de rotação de 100 rpm.

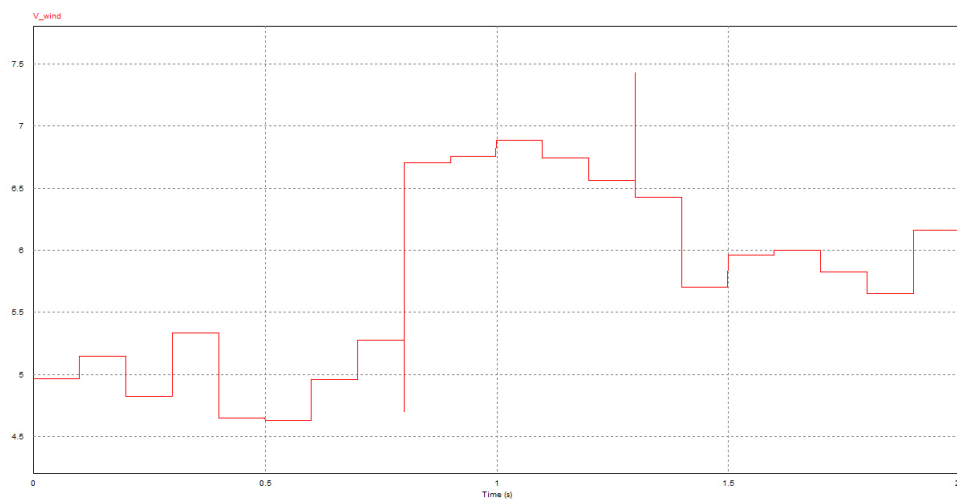


Figura 7.7: Perfil de vento aplicado à turbina eólica.

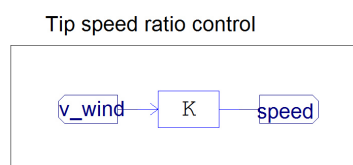


Figura 7.8: Diagrama de blocos do *tip speed ratio control* implementado em PSIM.

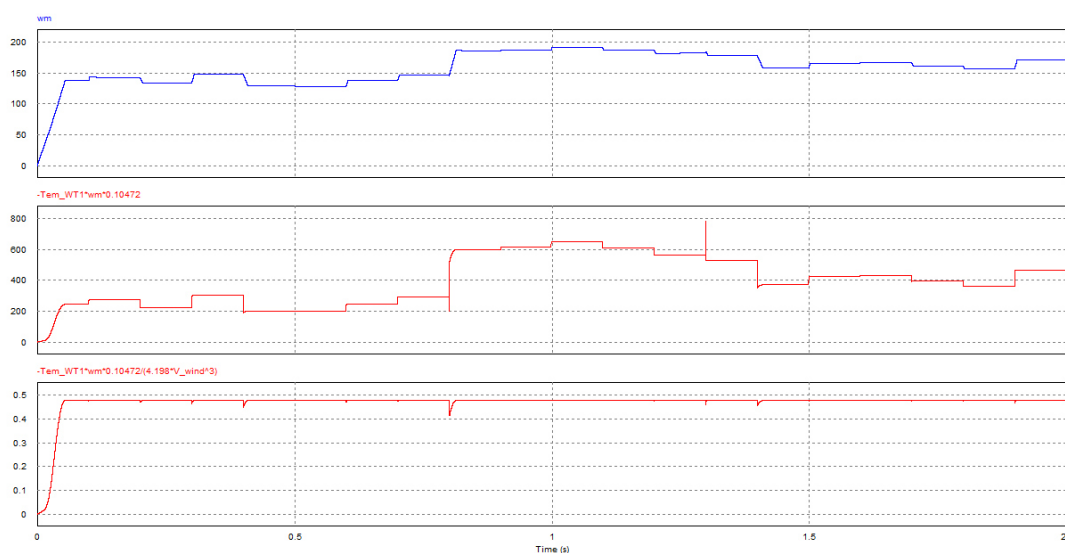


Figura 7.9: Resultados do *tip speed ratio control* no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Potência extraída em (W); (c) Valor do coeficiente de extração de potência,  $C_p$

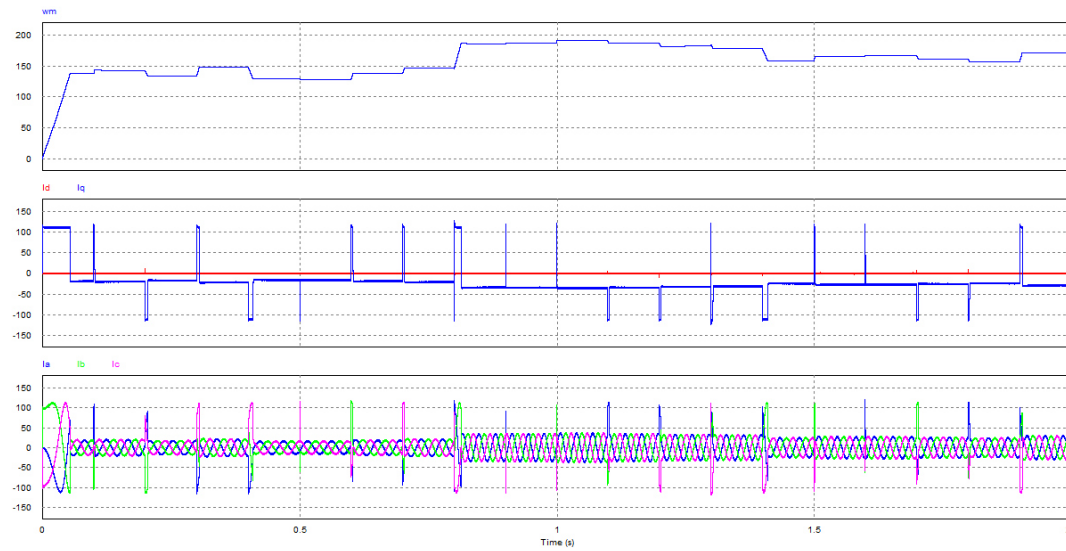


Figura 7.10: Resultados do *tip speed ratio control* no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Correntes da máquina no referencial  $d - q$ ; (c) Correntes da máquina no referencial estacionário  $abc$

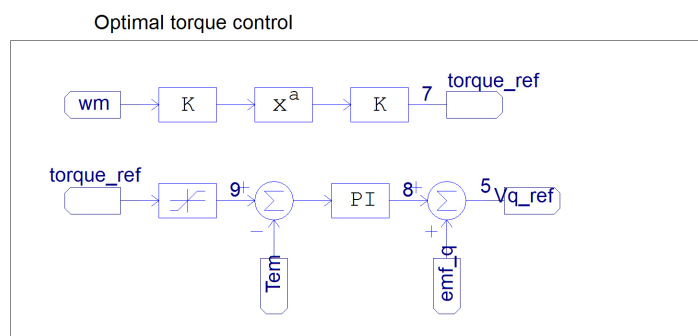


Figura 7.11: Diagrama de blocos do *optimal torque control* implementado em PSIM.



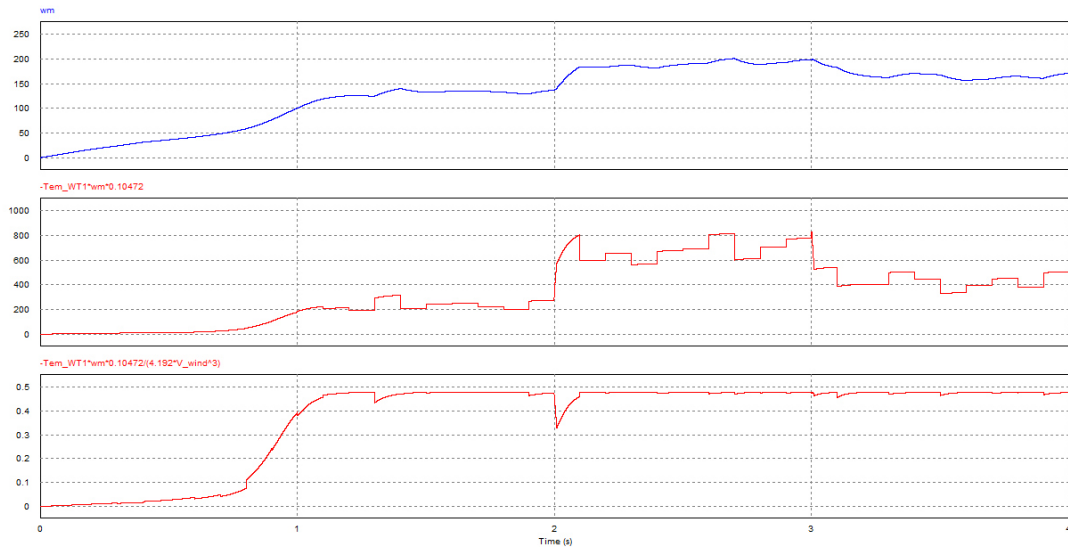


Figura 7.12: Resultados do *optimal torque control* no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Potência extraída em (W); (c) Valor do coeficiente de extração de potência,  $C_p$

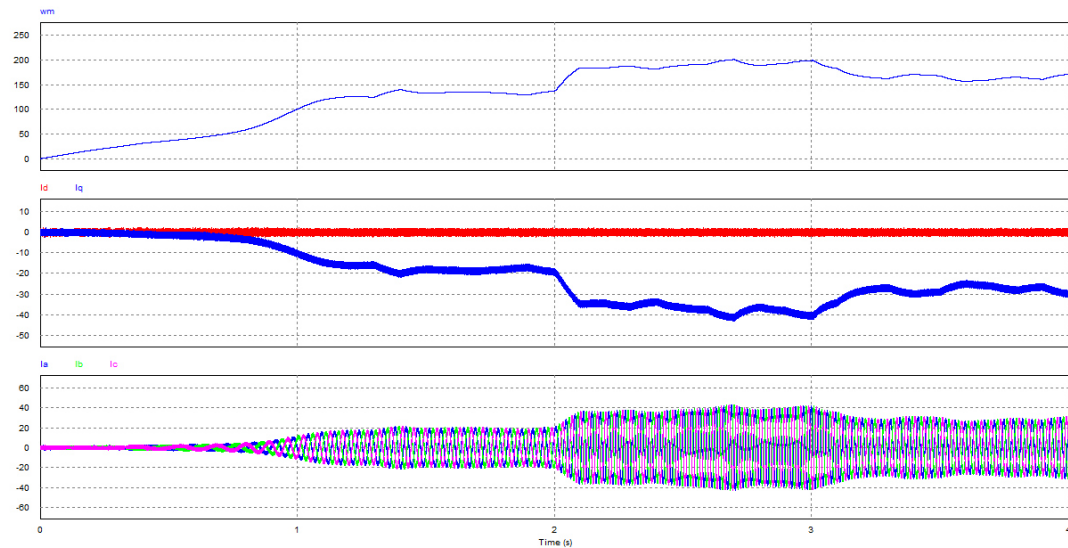


Figura 7.13: Resultados do *tip speed ratio control* no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Correntes da máquina no referencial  $d-q$ ; (c) Correntes da máquina no referencial estacionário  $abc$

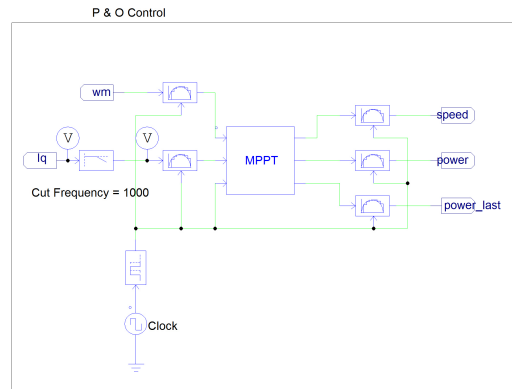


Figura 7.14: Diagrama de blocos do *P&O control* implementado em PSIM.

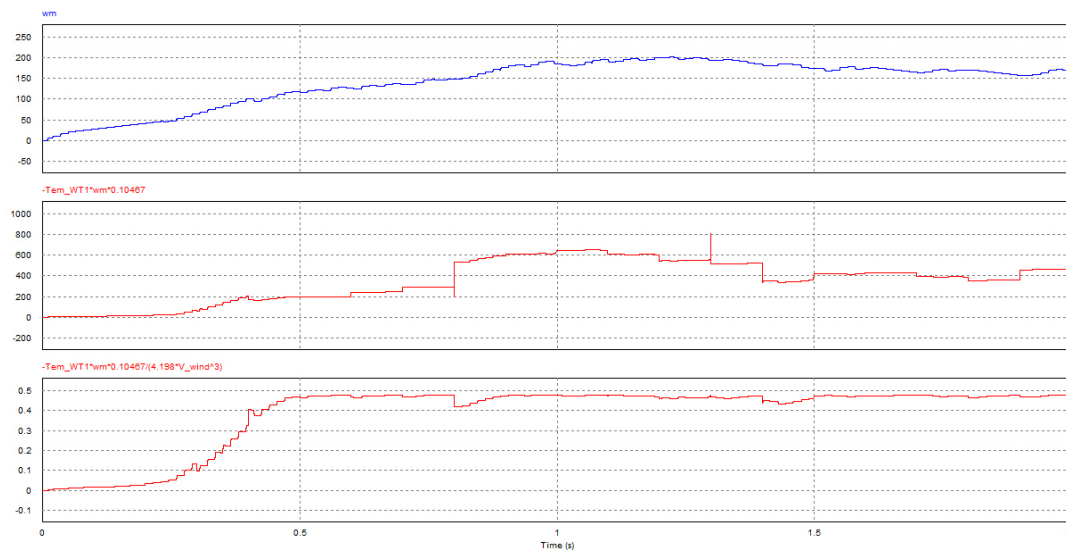


Figura 7.15: Resultados do *P&O control* no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Potência extraída em (W); (c) Valor do coeficiente de extração de potência,  $C_p$

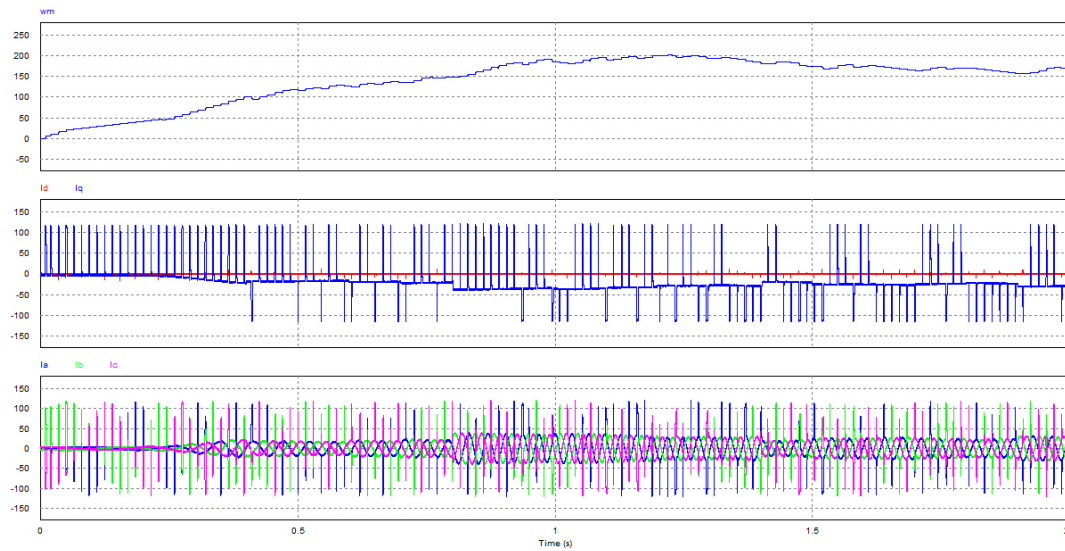


Figura 7.16: Resultados do *P&O* control no seguimento do máximo ponto de extração de potência com para o perfil de vento apresentado em 7.7: (a) Velocidade de rotação em rpm; (b) Correntes da máquina no referencial  $d - q$ ; (c) Correntes da máquina no referencial estacionário  $abc$

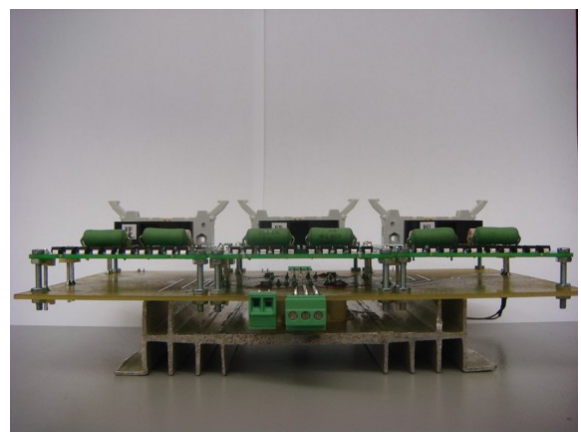
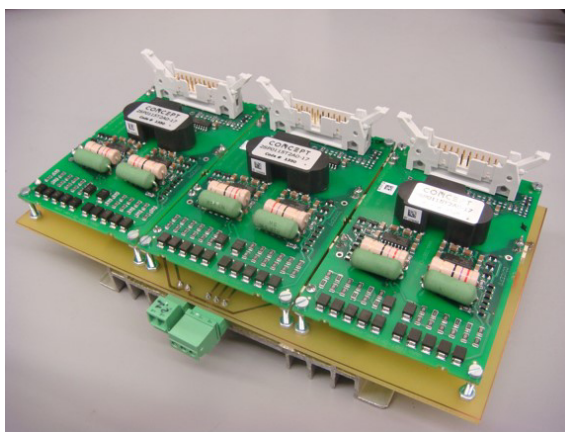


Figura 7.17: Imagem do inversor construído.

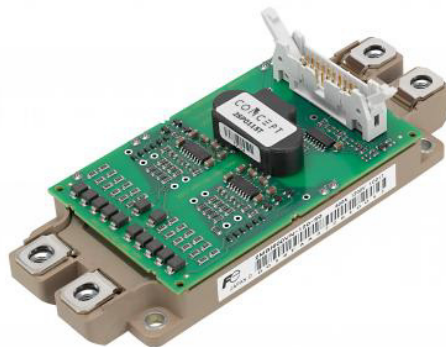


Figura 7.18: Imagem do dos drives Concept 2SP0115T2A0-17 montados num módulo IGBT de 17mm.

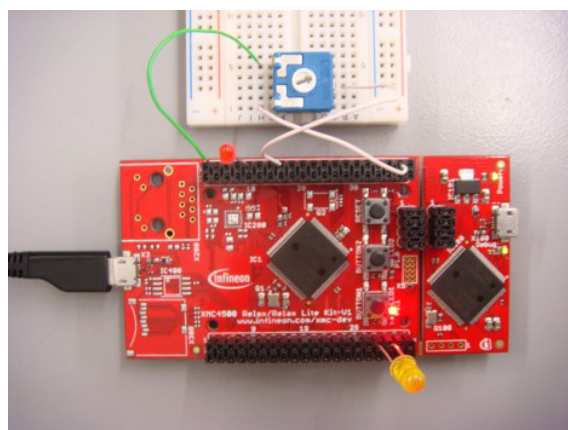


Figura 7.19: Imagem do *setup* utilizado para a realização de testes com o microcontrolador Infineon Relax Lite Kit.

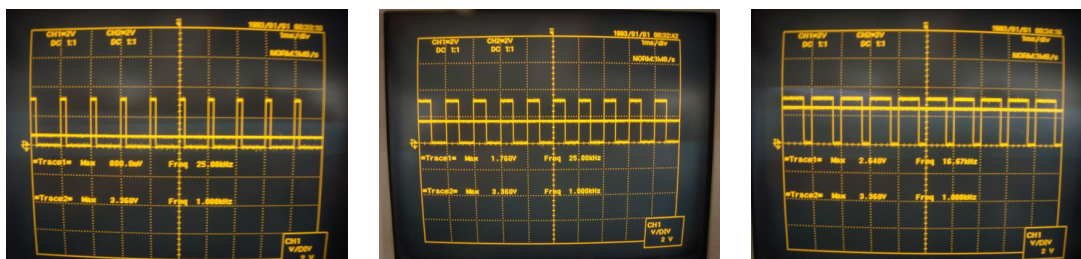


Figura 7.20: Resultados da variação do *duty-cycle* de uma onda PWM com a variação do valor na entrada de um ADC.

## Capítulo 8

# Conclusões

Este é o capítulo final desta dissertação e pretende fazer um sumário das conclusões retiradas ao longo do trabalho, bem como os principais resultados obtidos. Mais ainda, propõe-se neste capítulo a realização de trabalho futuro no desenvolvimento deste tema de modo a aperfeiçoar o mesmo e dota-lo de características que lhe conferem maior valor e, sem perda de performance, permitem uma redução de custos e aumento da fiabilidade.

### 8.1 Principais Conclusões da Dissertação

As necessidades energéticas da população em geral estão em crescendo e com o esgotamento dos recursos naturais do planeta o investimento em fontes de energia alternativa é também ele crescente.

A investigação revela progressos ao nível das energias renováveis com sistemas de aproveitamento eólico e solar cada vez mais sofisticados que prometem revolucionar a forma como a energia é produzida e distribuída pela população numa lógica em que o consumidor é também ele um produtor. A descentralização de produção de energia torna-se uma realidade e a distribuição desta passa a ser feita em baixa tensão para consumidores próximos dos pontos de produção, espalhados estes por uma vasta área geográfica. Os benefícios refletem uma redução de custos em energia por parte dos consumidores finais que produzem a sua própria energia e vendem o excesso à companhia de eletricidade que por sua vez beneficia da vantagem de não ter de investir no reforço das linhas de transporte para dar resposta às necessidades energéticas.

A produção de energia eólica faz parte destes sistemas de produção distribuída e juntamente com outras fontes de energia renovável permitem a redução da pegada ecológica do ser humano no planeta.

Ao longo da dissertação é discutida a forma de conversão da energia contida no vento em energia elétrica discutindo os aspetos relacionados com a forma de conectar a energia produzida por diferentes grupos geradores utilizando um barramento de corrente contínua.

O tema da conversão de energia produzida para um barramento de corrente contínua é aprofundado e são apresentados métodos para a realização de um sistema deste tipo, garantindo a

cada momento a máxima extração de energia do vento a cada momento independentemente das condições de vento instantâneas do local.

O capítulo de modelação da turbina eólica permite uma melhor compreensão da energia contida no vento e a sua conversão em energia cinética rotacional, capaz de ser aproveitadas por uma máquina de corrente alternada para a produção de energia elétrica.

O estudo da máquina síncrona proporciona o conhecimento necessário sobre o modelo matemático que permite a aplicação de métodos e estratégias de controlo para o aproveitamento da uma energia que é produzida com amplitude e frequência variável. Contém a base de conhecimento para a regulação desta energia de modo a transferi-la para um barramento de corrente contínua que pode depois ser utilizado para o carregamento de baterias ou ser a entrada para um inversor responsável pela conversão dessa energia para o standard da rede elétrica - tensão de 230 V (rms) e frequências de 50 Hz.

A conversão de energia é estudada no capítulo 4, fazendo referência ao seu modelo e aos métodos que possibilitam o controlo do comportamento da máquina analisando cada módulo do sistema de controlo de modo individual e garantindo uma escolha adequada de cada módulo às necessidades da aplicação desenvolvida. É ainda apresentado o modelo mecânico sobre o qual assenta o controlo da máquina, faz-se referência aos controladores lineares PI e às suas características fundamentais na sintonização do método de controlo.

Dedica-se uma capítulo da dissertação aos métodos de controlo de alto nível responsável pela manutenção do rendimento máximo do sistema para determinadas condições de vento. Discutem-se as suas características fundamentais como a necessidade ou não do conhecimento dos parâmetros da turbina. São apresentados os modelos de três métodos em particular: o *tip speed ratio control*, o *optimal torque control* e o *P&O control*. Estes métodos são estudados em detalhe e simulados comparando os seus resultados e determinado qual deles apresenta a melhor performance e qual deles é o mais atrativo, sendo o método *P&O control* aquele que apresenta a maior versatilidade com uma performance entre as melhores.

Segue-se uma apresentação das plataformas controlo capazes de implementar o sistema desenvolvido na realidade com destaque para o microcontrolador dado o seu baixo custo e capacidade suficiente para a aplicação do método de controlo. É feita a escolha do *Relax Lite Kit* da Infineon como a melhor solução tendo em conta parâmetros como o custo, e capacidades da plataforma. Mais ainda é escolhida a ponte de IGBTs a utilizar em conjunto com o respetivos drives da Semikron. Faz-se ainda a caracterização da máquina a utilizar. A máquina EMRAX 228 da Enstroj é utilizada para simulação e validação do sistema.

Por fim é apresentado no capítulo 7 o sistema completo validado em simulação, incluindo a validação do modelo da turbina eólica do PSIM, do método e estratégia de controlo e a simulação dos três algoritmos de MPPT selecionados.

Os três métodos de MPPT atingem com sucesso o máximo ponto de extração de potência sendo o *tip speed ratio control* aquele que garante o máximo ponto de operação com melhor performance com a grande desvantagem de necessitar da medição da velocidade do vento, agravando os custos e diminuindo a fiabilidade. É seguido do método *P&O control* em termos de performance com

a manutenção do máximo ponto de extração de potência mesmo em condições turbulentas e com a grande vantagem de não necessitar de qualquer parâmetro característico da turbina eólica nem da medição da velocidade do vento, o que lhe confere uma maior robustez e redução de custos. O algoritmo com menor performance foi o *optimal torque control* com uma velocidade de convergência dependente da inércia da turbina. Ainda assim é capaz de manter o máximo ponto de operação não necessitando também da medição da velocidade do vento.

São ainda feitas considerações em relação à implementação prática do sistema, referindoos resultados obtidos na montagem do inversor e programação do microcontrolador.

Em suma, tendo em conta os objetivos apresentados no capítulo 1 considera-se que todos foram cumpridos à exceção do último devido a dificuldades apresentadas com a disponibilidade do material.

De seguida fazem-se considerações em relação a trabalho que pode ser feito ainda no melhoramento do sistema de controlo da máquina síncrona para ligação a um barramento de corrente contínua.

## 8.2 Perspetivas de trabalho futuro

Apesar do cumprimento da maior parte dos objetivos propostos algumas temáticas ficaram ainda por explorar. Nomeadamente no que respeita o controlo, ficou por validar o sistema integrando um modelo concreto de uma bateria, simulando condições reais de aplicação.

Para além disso uma perspetiva interessante no domínio do controlo inclui a implementação de uma estratégia de controlo sem recurso a sensores de posição ou velocidade. Tendo em conta que a força motriz que arranca a turbina é o vento, problemas que os métodos *sensorless* apresentam no arranque não se põem nesta situação. A implementação de um método de controlo sem recurso a sensores representaria uma mais valia para o sistema em termos de robustez e fiabilidade pela eliminação de sensores mecânicos e proporcionariam ainda uma redução de custos com sensores mecânicos que são tipicamente dispendiosos.

Ficou por realizar parte da implementação prática do projeto incluindo programação do microcontrolador, dimensionamento de dissipadores para os IGBTs, teste do inversor, dimensionamento de circuitos de aquisição de sinal, integração dos dispositivos de controlo com a máquina e ensaio laboratorial do protótipo.

Poderia ainda ser feito um reajuste dos parâmetros do algoritmo *P&O control* para garantir um tempo de convergência menor sem perda de estabilidade.





# Referências

- [1] Bunlung Neammanee, Somporn Sirisumrannukul, e Somchai Chatratana. Development of a wind turbine simulator for wind generator testing. *International Energy Journal*, páginas 21–28, 2007.
- [2] Dale S. L. Dolan e P. W. Lehn. Real-time wind turbine emulator suitable for power quality and dynamic control studies. *International Conference on Power Systems Transients*, 2005.
- [3] Fernando Martínez, Santiago de Pablo, e Luis C. Herrero. Fixed pitch wind turbine emulator using a dc motor and a series resistor. 2007.
- [4] Levente Tamas e Zoltan Szekely. Modeling and simulation of an induction drive with application to a small wind turbine generator. *Renewable Energy*, páginas 228–248, 2009.
- [5] Annamalai. M e Dr. M. Vijaya Kumar. Modeling and simulation of variable speed wind turbine with resonant dc-dc converters. *Renewable Energy*, páginas 228–248, 2012.
- [6] Mochamad Ashari Ramadoni Syahputra e Imam Robandi. Modeling and simulation of wind energy conversion system in distributed generation units. *Proceedings of International Seminar on Applied Technology*, 2011.
- [7] Powersim. Psim user’s guide. Relatório técnico, Powersim Inc, Novembro 2011.
- [8] Abel Ferreira. Sistema de produção de energia eólica. Relatório técnico, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Junho 2011.
- [9] Mukund R. Patel. *Wind and Solar Power Systems*. CRC Press, First edição, 1999.
- [10] Jeferson Marques. Turbinas eólicas: Modelo, análise e controle do gerador de indução com dupla alimentação. Relatório técnico, Universidade Federal de Santa Maria, Dezembro 2004.
- [11] Dr. Gary L. Johnson. *Wind Energy Systems*. Prentice Hall, First edição, 2001.
- [12] Haibo Jiang, Zhongqing Cheng, e Yunpeng Zhao. Torque limit of horizontal axis wind turbine. *Proceedings of 2012 International Conference on Mechanical Engineering and Material Science (MEMS 2012)*, páginas 148–151, Dezembro 2012.
- [13] José V. C Matias. *Máquinas Eléctricas - Corrente Alternada*. Didáctica Editora, First edição.
- [14] Bogdan M. Wilamowski e J. David Irwin. *The Industrial Electronics Handbok - Power Electronics and Motor Drives*. CRC Press, Second edição, 2011.
- [15] José R. S. Soares. Traction control for hybrid electric vehicles. Relatório técnico, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Junho 2012.

- [16] Tiago O. B. P. Sá. Traction control in electric vehicles. Relatório técnico, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Junho 2012.
- [17] Dal Y. Ohm. Dynamic model of pm synchronous motors. Relatório técnico, Drivetech, Inc., 2000.
- [18] Jamal A. Baroudi, Venkata Dinavahi, e Andrew M. Knight. A review of power converter topologies for wind generators. *Renewable Energy*, páginas 2369–2385, Janeiro 2007.
- [19] C. A. Martins, A. S. Carvalho, X. Roboam, e T. A. Meynard. Evolution of induction motor control methods and related voltage-source inverter topologies. *5th International Workshop on Advanced Motion Control*, páginas 15–20, Julho 1998.
- [20] R. Kot, M. Rolak, e M. Malinowski. Comparison of maximum peak power tracking algorithms for small wind turbine. *Mathematics and Computers in Simulation*, páginas 29–40, Março 2013.
- [21] Abdullah M.A., Yatim A.H.M., Tan C.W., e Saidur R. A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy conversion systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, páginas 3220–3227, Março 2012.
- [22] M. Kesraoui, M. Korichi, e A. Belkadi. Maximum power point tracker for wind energy system. *Renewable Energy*, páginas 2655–2662, Maio 2010.
- [23] Ying-Yi Hong, Shiue-Der Lu, e Ching-Sheng Chiou. Mppt for pm wind generator using gradient approximation. *Energy Conversion and Management*, páginas 82–89, Outubro 2008.
- [24] Chih-Ming Hong, Chiung-Hsing Chen, e Chia-Sheng Tu. Maximum power point tracking-based control algorithm for pmsg wind generation system without mechanical sensors. *Energy Conversion and Management*, páginas 58–67, Março 2013.
- [25] Infineon. Evaluation board for xmc4000 family. Relatório técnico, Infineon, Janeiro 2014.
- [26] Infineon. Implementing complex motor control algorithms with a standard arm processor core. Relatório técnico, Infineon, Dezembro 2014.
- [27] Enair. Enair 30 - características técnicas, eléctricas y de funcionamiento modelo enair. Relatório técnico, Enair, Janeiro 2014.
- [28] Entroj. Technical data of emrax 228 high voltage motor. Relatório técnico, Enstroj, Novembro 2013.
- [29] Infineon. Technical information fs35r12w1t4. Relatório técnico, Infineon, Outubro 2013.
- [30] Semikron. Skhi 22 a / b (r) - hybrid dual igbt driver. Relatório técnico, Semikron, Setembro 2008.